E 2040 / 1

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 31 • Nr. 1 • IANUARIE 1983

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 31 Nr. 1 ianuarie 1983

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 658.562 : 621.004.64
FIABILITATEA ECHIPAMENTELOR
MODEL MARKOVIAN DE CALCUL
REŢELE DE CALCULATOARE

Stăicuţ, E. : **Model markovian pentru calculul disponibilităţii unei reţele de calculatoare cu comutare de pachete.**
E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 1, ian 1983, p. 1

În lucrare se defineşte disponibilitatea echivalentă a unei reţele de calculatoare, care ia în consideraţie atît fiabilitatea echipamentelor, mentenabilitatea acestora, cît şi fenomenul de congestie (starea reţelei în care refuză utilizatorilor servicii de transmitere a datelor). Se prezintă apoi un model markovian pentru calculul disponibilităţii echivalente.

CZ 621.3.044.2 : 621.16
CURENT STATORIC
MOTOR ASINCRON
FRECVENŢA ROTORICĂ

Micu, D., Remeş, C. : **Metodologie de determinare a curentului statoric şi frecvenţei rotorice funcţie de frecvenţa tensiunii de alimentare şi cuplul rezistent pentru motorul asincron cu rotorul în scurtcircuit.**
E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 1, ian 1983, p. 6

Se prezintă o metodologie verificată, pentru determinarea curentului statoric şi a frecvenţei rotorice a motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit, în funcţie de cuplul rezistent şi frecvenţa tensiunii de alimentare. Aceste mărimi sînt necesare pentru realizarea schemei de reglare a motorului folosit în condiţii de tracţiune, schemă în care ele apar ca mărimi impuse. Determinarea lor s-a făcut în condiţiile funcţionării de flux constant pînă la atingerea puterii nominale a motorului după care s-a trecut la funcţionare la putere constantă pînă la turaţia maximă impusă.

CZ 621.337.2
MICROCONTROLERE INDUSTRIALE
TEHNICĂ DE CALCUL

Măgureanu, R. ş.a. : **Microcontrolere industriale.**
E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 1, ian 1983, p. 12

Lucrarea prezintă familia de microcontrolere industriale MCI, bazate pe microprocesoare din familia INTEL, de 8 biţi (MCI80, MCI85) şi de 16 biţi (MCI86), proiectate la Institutul politehnic Bucureşti şi realizate la IIS—Electrotehnica. Se descriu modulele de bază (unităţi centrale, module de memorie EPROM, RAM, module de intrări — ieşiri numerice şi analogice, modulele de interfaţare cu periferice-disc flexibil, casete, display), insistîndu-se asupra posibilităţilor de aplicare oferite de gama deosebit de largă de configuraţii în care se poate alcătui sistemul. Se exemplifică cîteva posibile aplicaţii specifice ale microcontrolerelor, în enegetică, instrumentaţie de măsură, control şi comandă în acţionări electrice.

CZ 621.315.612 : 621-315.616.25
MATERIALE ELECTROIZOLANTE
RĂŞINĂ MELAMINOFORMALDEHIDICĂ

Nicola, Gr. : **Răşini melaminoformaldehidice pentru materiale stratificate electrotehnice.**
E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 1, ian 1983, p. 20

Articolul expune studii efectuate pentru obţinerea unei răşini melaminoformaldehidice necesară la fabricarea materialelor stratificate cu înalte proprietăţi mecanice şi electrice destinate utilizării în climat tropical cald-umed (THA şi TH). Totodată, se prezintă modul de comportare a răşinii melaminoformaldehidice în timp, verificîndu-se variaţia viscozităţii şi a conţinutului de formaldehidă liberă la temperatura camerei, precum şi comportarea în timp a hîrtiei impregnate cu această răşină.

CZ 621.326.7
LĂMPI FLUORESCENTE
TEHNOLOGIE TRAGERE ŢEVI

Toader, V., Leonescu, St., Dragomir, M. : **Măsurarea în flux continuu a parametrilor geometrici ai tubului de sticlă şi reglarea, în funcţie de aceştia, a parametrilor funcţionali ai liniei de tragere ţeavă.**
E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 1, ian 1983, p. 25

Se prezină un procedeu de măsurare şi reglare în flux a parametrilor tubului de sticlă magnezia de la cuptorul nr. 6 al întreprinderii „Romlux" — Tîrgovişte.

CZ 621.313.323
MOTOR SINCRON
PARAMETRII FUNCŢIEI DE TRANSFER

Condrue, M. : **Identificarea parametrilor unui motor sincron cu excitaţie prin inducţie şi redresare.**
E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 1, ian 1983, p. 28

Lucrarea prezintă principiile şi modalitatea experimentală de determinare a parametrilor unui motor sincron cu excitaţie prin inducţie şi redresare. Se obţine prin excitaţie sinusoidală la frecvenţa reglabilă, răspunsul motorului (variaţiile corespunzătoare ale unghiului intern), obţinîndu-se aşadar caracteristicile de frecvenţă ale motorului. Se estimează apoi printr-o metodă de gradient minimul funcţiei pătratice de eroare faţă de modelul matematic considerat al motorului, folosind metoda Davidan-Fletcher-Powell de minimizare a unei funcţii neliniare de n variabile. Se obţin astfel, corespunzător acestui minim, valorile parametrilor modelului funcţiei de transfer considerate. Se analizează rezultatele obţinute.

CZ 621.3.013 : 537.226
CÎMP ELECTROMAGNETIC
POLARIZARE ELECTRICĂ

Hănţilă, I. E. : **Observaţii privind organizarea mărimilor primitive şi a legilor teoriei macroscopice a cîmpului electromagnetic.**
E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 1 ian 1983, p. 31

Este prezentată o nouă organizare a mărimilor primitive şi a legilor teoriei macroscopice nerelativiste ale cîmpului electromagnetic, astfel încît numărul acestora se reduce la două mărimi primitive şi respectiv şase legi.

CZ 621.38—52 : 621.313
MOTOR PAS CU PAS
SISTEM DE COMANDĂ

Crişan, M. : **Asupra unui sistem de comandă şi alimentare pentru motorul pas cu pas.**
E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 1 ian 1983, p. 34

Se analizează un sistem de comandă şi alimentare pentru un motor pas cu pas, propunîndu-se o soluţie de supresare rapidă a curentului, bazată pe funcţionarea tranzistorului de comutaţie în regim de străpungere secundară, cu sarcină inductivă. Se execută, de asemenea, calculul termic al tranzistorului, funcţionînd în acest regim, prezentîndu-se şi rezultatele experimentale.

MANIFESTĂRI TEHNICO-ŞTIINŢIFICE 41
RECENZII 43

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRINA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 658.562 : 621.004.64

НАДЁЖНОСТЬ ОБОРУДОВАНИЯ
МАРКОВСКАЯ МОДЕЛЬ РАСЧЁТА
СЕТИ ЭВМ

Стэйкуц, Е.: **Марковская модель для расчёта рессурсов сети ЭВМ с пакетной коммутацией.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, №. 1, январь 1983, стр. 1

В работе определяются эквивалентные рессурсы сети ЭВМ, учитывающие как надёжность и сохраняемость оборудования, так и явление скопления, состояния, при котором сеть отказывается обслуживать потребителей передачей данных. Далее предоставляется марковская модель ресчёта эквивалентных рессурсов.

УДК 621.3.044.2 : 621.16

СТАТОРНЫЙ ТОК
АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
ЧАСТОТА РОТОРА

Мику, Д., Ремеш, К.: **Методика определения статорного тока и частота ротора в зависимости от частоты питающего напряжения и противодействующего момента для асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, №. 1, январь 1983, стр. 6

Предтавляется проверенная методика определения статорного тока и частоты ротора асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором в зависимости от противодействующего момента и частоты питающего напряжения. Данные величины необходимы для осуществления схемы регулирования двигателя, используемого в условиях тяги, схемы, в которой они являются заданными величинами. Их определение проводилось в условиях работы постоянного потока до достижения номинальной мощности двигателя, после чего функционирование продолжалось при постоянной мощности до достижения заданной максимальной скорости вращения.

УДК 621.337.2

ПРОМЫШЛЕННЫЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРЫ
ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Мэгуряну, Р. и др.: **Промышленные микроконтроллеры.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, №. 1, январь 1983, стр. 12

В работе представлено семейство промышленных микроконтроллеров MCI на основе микропроцессоров из семейства INTEL, в 8 бит (MCI 80, MCI 85) и в 16 бит (MCI 86), спроектированных в Бухарестском политехническом институте и осуществлённых на ИИС-Электротехника. Описаны основные модули (центральные узлы, модули памяти EPROM, RAM, цифровые и аналогические модули входа-выхода, модули интерфейса с перефериями — эластичным диском, кассеты, дисплей), с акцентом на широкое применение благодаря большому разнообразию конфигураций, используемых для создания системы. Приводятся пример нескольких возможных специальных применений микроконтроллеров в энергетике и приборах для измерения, контроля и управления электроприводов.

УДК 621.315.612 : 621.315.616.95

ЭЛЕКТРОИЗОЛЯЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ
МЕЛАМИНОФОРМАЛЬДЕГИДНАЯ СМОЛА

Никола, Гр.: **Меламиноформальдегидная смола для слоистых электротехнических материалов.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, №. 1, январь 1983, стр. 20

В статье представлены исследования проведенные для получения меламиноформальдегидной смолы, необходимой в производстве слоистых материалов с высокими механическими и электрическими свойствами, предназначенных к применению в тёпловлажном тропическом климате (ТНА ки ТН). Одновременно представляется характер поведения во времени меламиноформальдегидной смолы с проверкой изменения вязкости и содержания свободного при компатной температуре формальдегида, а также поведения во времени бумаги, пропитанной этой смолой.

УДК 621.326.7

ФЛУОРЕСЦЕНТНЫЕ ЛАМПЫ
ТЕХНОЛОГИЯ ПРОТЯЖКИ ТРУБ

Тоадер, В., Леонеску, Шт., Драгомир, М.: **Измерение в непрерывном потоке геометрических параметров стеклянной трубки и регулирование в зависимости от этого функциональных параметров линии протяжки труб.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, №. 1, январь 1983, стр. 25

Представлен способ измерения и регулирования при поточном производстве параметров стеклянных трубок с магнезией, изготовляемых в печи № 6 предприятия «Ромлюкс» — Тырговиште.

ДК 621.313.323

СИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
ПАРАМЕТРЫ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИИ

Кондрук, М.: **Определение параметров синхронного двигателя с возбуждением с помощью индукции и выпрямления.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, № 1, январь 1983, стр. 28

В работе представлены принципы и экспериментальные методы определения параметров синхронного двигателя с возбуждением через индукцию и выпрямление. Путём синусоидального возбуждения при регулируемой частоте достигается ответ двигателя (соответствующие колебания внутреннего угла), получая таким образом характеристики частоты двигателя. Далее методом градиента оценивается минимум квадратной функции погрешности относительно учитываемой математической модели двигателя, используя метод Давидан — Флечер — Повелл минимизации нелинейной функции с n переменными. Таким образом в соответствии с этим минимумом получаются величины параметров учитываемой модели передаточной функции. Анализируются получаемые результаты.

УДК 621.3.013 : 537.226

ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ ПОЛЕ
ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ПОЛЯРИЗАЦИЯ

Хэнцилэ, И. Ф.: **Наблюдения относительно организации примитивных величин и законов макроскопической теории электромагнитного поля.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, №. 1, январь 1983, стр. 31

Представляется новая организация примитивных величин и законов неотносительной макроскопической

теории электромагнитного поля, так что их число сокращается на две примитивных величин и соответственно — на 6 законов.

УДК 621.38–52:621.313

ШАГОВЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ

Кришан, М.: **О системе управления и питании шагового двигателя.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, №. 1, январь 1983, стр. 34

Анализируется система управления и питания шагового двигателя с предложенным решением быстрого подавления тока, основанного на функционировании транзистора переключения в режиме вторичного пробоя с индуктивной нагрузкой. Также осуществляется тепловой расчёт транзистора, функционирующего в этом режиме, и представляются экспериментальные результаты.

INHALT

DK 658.562:621.004.64

FIABILITÄT DER AUSRÜSTUNGEN
MARKOVIAN — RECHNUNGSMODELL
RECHNERNETZE

Stăicuţ, E.: **Markovian — Modell zur Berechnung der Disponibilität eines Rechnernetzes mit Paketenumschaltung.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 1, Jan 1983, S. 1

In diesem werk wird die gleichwertige Disponibilität eines Rechnernetzes, mit Rücksicht auf die Fiabilität der Ausrüstungen deren Mentabilität, sowie auf das Kongestionphänomen (d.h. die Lage des Netzes in dem den Anwendern der Datenübertragunsgdienst verweigert wird) bestimmt. Demzufolge wird ein Markovian-Modell zur Berechnung der gleichwertigen Disponibilitäten, dargeboten.

DK 621.3.044.2:621.16

STATORSTROM
ASYNCHRONMOTOR
ROTORFREQUENZ

Micu, D., Remeş, C.: **Methodologie zur Ermittlung des Statorstroms und Rotorfrequenz abhängig von der Freqeunz der Speisespannung und vom widerstandsfähigen Paar für den Asynchronmotor mit Rotor im Kurzschluss.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 1, Jan 1983, S. 6

Es wird eine überprüfte Methodologie zur Bestimmung des Statorstroms und der Rotorfrequenz des Asynchronmotors mit dem Rotor im Kurzschluss, abhängig vom widerstandsfähigen Paar und von der Speisespannungsfrequenz, dargestellt.

Diese Grössen sind erforderlich zum Aufbau des Einstellungsschema des Motors, gebraucht in Traktionsbedingungen, Schema in dem sie als auferlegte Grössen vorkommen. Deren Ermittlung folgte in Gleichstrombedingungen bis die Solleistung des Motors erreicht wurde und nachher kam es zu einer Betätigung mit standhafter Leistung bis zur höchsten auferlegten Drehzahl.

DK 621.337.2

INDUSTRIELLE MIKROKONTROLLERE
DIE RECHENTECHNIK

Măgureanu, R. u.a.: **Industrielle Mikrokontrollere.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 1, Jan 1983, S. 12

Hiermit wird der Bereich der industriellen Mikrokontrolleren MCI, aufgrund der Mikroprozessoren aus dem Bereich IMTEL, von 8 Bit (MCI80, MCI85) und, von 16 Bit (MCI86), entworgen beim Polytechnischen Institut — Bukarest und hergestellt bei IIS — Electrotehnica, bekanntgegeben. Es werden Grundmodule (Zentrale Einheiten, Speichermodule EPROM, RAM, numerische und gleichartige Eingang- und Ausgangmodule, Zwischenseitenmodule mit Kernfernen: beigsame Scheibe, Kassette, Display) beschrieben und man besteht auf die Anwendungsmöglichkeiten, angeboten vom weiten Konfigurationsbereich in dem das System aufgebaut werden kann. Infolgdessen werden manche eigentümliche Anwendungsmöglichkeiten der Mikrokontrolleren in der Energetik-, Mess-, Kontroll-, und Steuerinstrumente des elektrischen Betriebs, exemplifiziert.

DK 621.315.612:621.315.616.95

ELEKTROISOLIERENDE MATERIALLIEN
MELAMINOFORMALDEHYDISCHES HARZ

Nicola, Gr.: **Melaminoformaldehydische Harze für die eingeschichteten elektronischen Materiallien.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 1, Jan 1983, S. 20

Im Werk sind die Studien, geleistet zur Erlangung eines melaminoformaldehydischen Harzes, nötig zur Erzeugung der eingeschichteten Materieallien mit hochwertigen mechar nischen und elektronischen Eigenschfaten, ausersehen fürden Gebrauch in einem warmkalten tropischen Klima, daagelegt. Zugleich wird die dauerhafte Verhaltensart des melan minoformaldehydischen Harzes bekanntgemacht und mien überprüft die Anderung der Dichtflüssigkeit und des fredas Formaldehydgehaltes bei Zimmertemperatur, sowie dauerhafte Verhalten des mit diesem Harz imprägnierte Papier.

DK 621.326.7

FLUORESZENZLAMPEN
TECHNOLOGIE DES RÖHRENZIEHENS

Toader, V., Leonescu, St., Dragomir, M.: **Die Messung im Gleichstrom der geometrischen Parameter des Glasrohrs und abhängig davon die Einstellung der funktionellen Parameter des Rohrschleppgleises.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 1, Jan 1983, S. 25

Es wird ein Messungs- und Einstellungsverfahren der Glasröhrenparameter Magnesia vom Hochofen Nr. 6 des Werkes „Romlux" — Tirgovişte, dargestellt.

DK 621.313.323

SYNCHRONMOTOR
DIE PARAMETER DER ÜBERTRAGUNGSFUNKTION

Condruc, M.: **Erkennung der Parameter eines Synchronmotors mit Erzeugung mittels Induktion und Gleichrichtung.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 1, Jan 1983, S. 28

Hiermit werden die Prinzipien und die erfahrungsmässige Art für die Ermittlung der Parameter eines Synchronmotors mit Erregung durch Induktion und Gleichrichtung, dargestellt. Mittels sinusförmiger Erregung bei einstellbarer Frequenz gibt der Motor seine Antwort (d.h. die entsprechenden Änderungen des inneren Winkels) und damit werden die

Frequenzkennzeichen des Motors erlangt. Durch ein Gradientverfahren schätzt man das Minimum der Irrtumquadartfunktion im Vergleich zum berücksichtigten mathematischen Modell des Motors, ein, indem man das Verfahren Davidan-Fletcher-Powell zur Ermässigung einer nichllinearen Funktion von *n* Variablen, gebraucht. Entsprechend diesem Minimum werden die Werte der Parameter vom Modell der berücksichtigten Übertragungsfunktion erlangt. Die Ergebnisse werden analysiert.

DK 621.3.013 : 537.226

ELEKTROMAGNETISCHES FELD
ELEKTRISCHE POLARISATION

Hănţilă, I. E. : **Bemerkungen betreffend die Anordnung der Grundgrössen und der Gesetze der makroskopischen Theorie des elektromagnetischen Feldes.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 1, Jan 1983, S. 31

Eine neue Anordnung der Grundgrössen und der Gesetze der makroskopischen nichtrelativisten Theorie des elektromagnetischen Feldes wird dargestellt, so dass sich deren Zahl zu zwei Grundgrössen verringt und respektive sechs Gesetze.

DK 621.38–52 : 621.313

SCHRITTMOTOR
STEURSYSTEM

Crişan, M. : **Uber ein Steuer- und Zuführungssystem für ein Schrittmotor.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 1, Jan 1983, S. 34

In diesem Werk analysiert man ein Steuer- und ein Zuführungssystem für einen Schrittmotor und es wird eine Lösing zur schnellen Absperrung des Stroms entworfen, die auf einer Funktionierung des Umschaltungstransistors im sekundären Durchschlagbetrieb, mit induktiver Belastung beruht.

Ebenfalls wird die thermischen Berechnung des Transistors betätigt in dieser Betriebsart, durchgeführt und Schlussfolgerend werden die erfahrungsmässigen Ergebnisse bekanntgegeben.

CONTENTS

CZ 658.562 : 621.004.64

EQUIPMENTS RELIABILITY
MARKOVIAN COMPUTATIONAL MODEL
COMPUTER NETWORKS

Stăicuţ, E.: **Markovian model for disponibility calculation in a computer network with package commutation.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 1, jan 1983, p. 1

The paper defines the equivalent disponibility of a computer network, taking into account equipments reliability, their maintenability and the congestion phenomena (the network state under which users are refused the data transmission operation). A Markovian model is then presented for the equivalent disponibility calculation.

CZ 621.004.2 : 621.16

STATORIC CURRENT
ASYNCHRONOUS MOTOR
ROTORIC FREQUENCY

Micu, D., Remeş, C. : **Methodology for statoric current and rotoric frequency determination depending on the frequency of supply voltage with the resistant couple for the asynchronous motor with shortcircuited rotor.**

E.E.S. — Electrotehnica 31, nr. 1, jan 1983, p. 6

A verified methodology is presented for the determination of a statoric current and the rotoric frequency of the asynchronous motor with shortcircuited rotor depending on the resistent couple and the supply voltage frequency. These dimensions are necessary to achieve a motor control sheme used under traction, the scheme showing them as imposed dimensions. Their determination was ahieved while operating in a constant flux, up to the motor rated power, after which it came to a constant power up to the maxim imposed speed.

CZ 621.337.2

INDUSTRIAL MICROCONTROLLER
CALCULATING TECHNIQUE

Măgureanu, R. : **Industrial microcontrollers.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 1, jan 1983, p. 12

The paper introduces the MCI industrial microcontrollers family, based on the INTEL family of microprocessors of 8 bits (MCI 80, MCI 85) and 16 bits (MCI 86) designed by the Polytechnical Institute of Bucharest, achieved by IIS–Electrotehnica. The basic nodules are described (central units, EPROM memory, modules, RAM — input — digital and analogic outputs interface modules with peripherals, flexible disks, cassettes, display) insisting on the application possibilities offered by the very large range of configurations that make up the system. Several possible applications are shown for microcontrollers, in energetics, measuring control and command devices in electrical actuations.

CZ 621.315.612 : 621.315.616.05

ELECTROINSULATING MATERIALS
MELAMINEFORMALDEHIDIC RESINS

Nicola, Gr. : **Melamineformaldehidic resins for layered electrotechnical materials.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 1, jan 1983, p. 20

The paper presents several studies for melamineformaldehidic resins obtaining, necessary for bedded materials with high mechanical and electrical properties to be used in a warm-humid tropical climate (THA and TH). At the same time, the behaviour of a melamineformaldehidic resin in time is presented, the variation of viscousity and of the free formaldehide content at room temperature the behaviour in time for paper impregnated with this resin.

CZ 621.326.7

FLUORESCENT LAMPS
PIPING TECHNOLOGY

Toader, V., Leonescu, A., Dragomir, M. : **Measuring in a continuous flux of geometric parameters of glass tubes and depending on it of functional parameters in piping lines.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 1, jan 1983, p. 25

A method for measuring and flux control of magnesia glass pipe parameters of the 6th oven in the „Romlux" — Tîrgovişte factory.

CZ 621.313.323

SYNCHRONOUS MOTOR
PARAMETERS OF A TRANSFER FUNCTION

Condruc, M. : **Identification of parameters in a synchronous motor with induction and trucing excitation.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 1, jan. 1983, p. 28

The paper presentes the principles and experimental method for parameter determination in a synchronous motor with induction and trucing excitation. By sinusoidal excitation in adjustable frequency the motor reaction is obtained (the corresponding variations of the inner angle) that is, the frequency characteristics of the characteristic motor. By a gradient method, the minimum of an error quadratic function is estimated as related to the mathematic model considered for this type of motor, using the Davidan-Fletcher-Powell minimization method of an unlinear function with *n* variables. Thus are obtained the values of model parameters of the considered transfer function. The results are analysed.

CZ 621.3.013 : 537.226

ELECTROMAGNETIC FIELD
ELECTRICAL POLARIZATION

Hănţilă, I. E. : **Considerations regarding the organization of primitive values and laws of macroscopic theory in the electromagnetic field.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 1, jan 1983, p. 31

A new organization of primitive values is presented alongside with the laws of unrelativistic macroscopic theory in are electromagnetic field, so that their number reduces for two primitive values and six laws.

CZ 621.38 – 52 : 621.313

STEP BY STEP MOTOR
CONTROL SYSTEM

Crişan, M. : **Considerations on a control and supply system for a step by step motor.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 1, jan 1983, p. 34

A control and supply system is presented for a step by step motor, a rapid solution for current suppression based on the commutation transistor operation in a secondary breakthrough regime, with an inductive load. The thermal calculation for transistors is accomplished, for the above mentioned regime, the experimental results being also presented.

SOMMAIRE

CZ 658.562 : 621.004.64

LA FIABILITÉ DES EQUIPEMENTS
MODELE DE CALCUL MARKOV
CHAÎNE DÈORDINATEURS

Stăicuţ, E. : **Modèle de Markov pour calculer les disponibilités d'une chaine d'ordinateurs à commutation de paquets.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 1, ian 1983, p. 1

On définit la disponibilité équivalente d'une chaine d'ordinateurs qui tient compte également de la fiabilité des équipements, de leurs mentenabilité et du phénomène de congestion (l'état de la chaine rejetant une demande de transmission de domées). On présente, ensuite, le modèle de Markov, pour calculer les disponibilités équivalents.

CZ 621.3.044.2 : 621.16

COURANT STATORIQUE
MOTEUR ASYNCHRONE
FREQUENCE ROTORIQUE

Micu, D., Remeş, C. : **Méthodologie de détermination du courant statorique et de la fréquence rotorique, fonction de la fréquence de la tension d'alimentation et du couple résistant le moteur asynchrone à rotor en court-circuit.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 1, ian 1983, p. 6

On présente une méthodologie vérifiée pour la determination du courant statorique et de la fréquence rotorique du moteur asynchrone à rotor en court-circuit, fonction du couple résistant et de la fréquence de la tension d'alimentation. Il est nécessaire de déterminer ces grandeurs pour la réalisation du système de commande du moteur utilisé dans des conditions de traction, système ou les valeurs apparaissent comme des grandeurs imposées. Le calcul de ces grandeurs a été effectué en régime de fonctionnement à flux constant jusqu'a la puissance nominale du moteur après quoi ou a un marche à puissance constante jusqu'à un nombre maximal de tours imposés.

CZ 621.337.2

MICROCONTROLLERS INDUSTRIELS
TECHNIQUE DE CALCUL

Măgureanu, R. s.a. : **Microcontrollers industriels.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 1 , ian 1983, p. 12

L'ouvrage présente décrit la série de microcontrollers industriels MCI, qui ont à la base de leur construction les microprocesseurs de la série INTEL de 8 bits (MCI 80, MCI85) et de 16 bits (MCI 86). Leur projet a été conçu par l'Institut polytechnique de Bucarest et leur mise en oeuvre a été réalisée par IIS—Electrotehnica. On décrit les modules fondamenteaux (unités modulaires centrales, modules de mémoire PROM, RAM, modules d'entrée — sortie numériques et analogiques, modules d'interface à périphérique — disques flexibles, cassettes, display) en insistent sur les posibilités d'application offerts par une gamme très large de configurations où le système peut êntre constitué. On présente quelques applications spécifiques et possiblement réalisables des microcontrollers, dans le domaine énergétique, l'instrumentation énergétique, le còntrôle et la commande d'entraînement éléctrique.

CZ 621.315.612 : 621.315.616.05

MATERIAUX ELECTROISOLANTS
RÉSINE MELAMINO-FORMALDEHYDIQUE

Nicola, Gr. : **Résines mélamino-formaldéhydiques pour les matériaux électrotechniques stratifies.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 1, ian 1983, p. 20

On présente des études effectuées en vue de l'obténtion d'une résine mélamino-formaldéhydique nécessaire à la fabrication de matériaux isolants stratifiés de haute propriétés mécaniques et electriques destinés à l'utilisation au nulieux tropicaux chauds et humides (THA et TH). On présente à la fois la tenue de la résine mélamino-formaldéhydique à la longue en vérifiant la variation de la viscosité, et de la teneur en formaldéhyde à l'état libre et à la température ambiante, ainsi que la tenue à la longue du papier imprégne à cette résine.

CZ 621.326.7

LAMPES FLUORESCENTES
TECHNOLOGIE DU TIRAGE DES TUYAUX

Toader, V., Leonescu, St., Dragomir, M.: **La mesure à flux continuu dea paramètres géométriques du tube verre et la**

régulation des paramètres fonctionnels du processus de tirage des tuyaux.

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 1, ian 1983, p. 25

On présente un procédé de mesure et de commande à flux des paramètres tube verre — magnésie du four no. 6 de l'usine „Romlux" — Tîrgoviște.

CZ 621.313.323

MOTEUR SYNCHRONE
PARAMETRES DE LA FONCTION DE TRANSFERT

Condruc, M.: **Identification des paramètres d'un moteur synchrone à excitation par induction et redressement.**

E.E.A — Electrotehnica 31, nr. 1, ian 1983, p. 28

L'ouvrage présente les principes et le modèle expérimental de détermination des paramètres d'un moteur synchrone à excitation par induction et redressement. On obtient la réponse du moteur par excitation sinusoidale à une frequence réglable (variations corespondants à l'angle intérieur) en réalisant donc, les caractéristiques de fréquence du moteur. On estime, ensuite, à l'aide d'une méthode de gradient le minimum de la fonction carrée d'erreur vis-à-vis du modèle matématique envisagé du moteur en utilisant la méthode Davidan-Fletcher-Powell, méthode de minimisation d'une fonction non linéaire de n variables. Ainsi on obtinent en rapport de conformité à ce minimum, les valeurs des paramètres du modéle de la fonction de transfert envisagé. On effectue d'analyse des résultats obtenus.

CZ 621.3.013 : 537.226

CHAMP ELECTROMAGNETIQUE
POLARISATION ELECTRIQUE

Hănțilă, I. E.: **Remarques concernant l'organisation des grandeurs (valeurs) primaires et des lois, de la théorié macroscopique du champ électromagnétique.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 1, ian 1983, p. 31

On présente une nouvelle organisation des grandeurs primaires et des lois de la théorie macroscopique non relativiste du champ électromagnetique de telle manière que le nombre des valeurs se réduisse à deux grandeurs primaires et respectivement à six lois.

CZ 621.38–52 : 621.313

MOTEUR PAS-À-PAS
SYSTEME DE COMMANDE

Crișan, M.: **Système de commande et d'alimentation pour un moteur pas-à-pas.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 1, ian 1983, p. 34

Ou fait l'analiyse d'un système de commande pas-à-pas pour un moteur électrique en proposant une solution de coupure rapide du courant fondée sur le fonctionement du transistor de commutation en régime de contournement secondaire, à charge inductive. On effectué également le calcul termique d'un transistor qui fonctione en régime de contournement en présentant aussi les résults expérimentales

---

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAŞINI UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ŞI ELECTRONICĂ

Electrotehnica nr. 1

CZ 658.562 : 621.004.64

FIABILITATEA ECHIPAMENTELOR
MODEL MARKOVIAN DE CALCUL
REŢELE DE CALCULATOARE

Model markovian pentru calculul disponibilităţii unei reţele de calculatoare cu comutare de pachete

EUGEN STĂICUŢ* — BUCUREŞTI

Introducere

În ultima decadă, comunicaţiile de date au cunoscut o dezvoltare deosebită, în principal datorită introducerii unei noi tehnologii, denumită comutare de pachete (packet-switching), care a dus nu numai la creşterea eficienţei economice, dar şi la creşterea fiabilităţii şi flexibilităţii sistemelor de comunicaţii [1].

Criteriul cel mai important, care trebuie avut în vedere cînd se proiectează o reţea de calculatoare cu comutare de pachete, este asigurarea unei fiabilităţi şi disponibilităţi cît mai ridicate pentru toţi utilizatorii reţelei. Fiabilitatea $R(t)$ a reţelei este definită ca fiind probabilitatea că reţeaua va funcţiona corect în intervalul de timp (o, t). Disponibilitatea $A(t)$ este definită, pentru procese cu reînnoire, ca fiind probabilitatea că reţeaua va fi în stare de funcţionare corectă la momentul de timp t, cu toate că au avut loc căderi şi reînnoiri (prin acţiuni de mentenanţă) în intervalul (o, t).

Ceea ce interesează cel mai mult în timpul exploatării reţelei este ca disponibilitatea să fie mare, chiar dacă unele elemente componente ale reţelei nu au fiabilitate ridicată. Reţeaua trebuie astfel proiectată, încît să tolereze defectarea ocazională a elementelor componente individuale. În plus, defectarea unei componente a reţelei trebuie anunţată imediat la operatorul nodului de comutare sau la centrul de control al reţelei, pentru ca personalul de întreţinere să ia cît mai urgent posibil măsuri de remediere a defectului, cu o mentenabilitate ridicată.

1. Definiţia disponibilităţii echivalente a reţelei

Orice reţea de comunicaţii are o limită a traficului pe care-l poate suporta. Reţeaua trebuie să aibă posibilitatea de a respinge cumva traficul peste această limită. O reţea se numeşte congestionată, atunci cînd este în starea în care trebuie să refuze trafic din afară [2]. Cauzele principale ce duc la congestia reţelei sînt : un exces de trafic în reţea, existenţa unor puncte de gîtuire a circulaţiei pachetelor de date prin reţea şi erori de proiectare a procedurilor de control al traficului în reţea.

Aşa cum se arată în [3], congestia reţelei apare ca o neputinţă sau imposibilitate de transmisie de date (de anumite date), la un moment dat, echivalentă unui defect (privitor la transmisia acelor date) ce ar provoca întreruperea tuturor căilor fizice de comunicaţie — sursă — destinaţie într-un interval de timp.

Indicatorul $A(t)$, definit mai sus, arată care este posibilitatea de a exista la momentul de timp t o cale de comunicaţie între doi utilizatori în stare de bună funcţionare din punct de vedere fizic. Totuşi, considerînd, de exemplu, comunicaţia între doi utilizatori ai reţelei, aceştia nu sînt interesaţi numai în existenţa unei căi de comunicaţie în stare de bună funcţionare din punct de vedere fizic, ci şi de faptul ca acea cale de comunicaţie să fie aptă pentru a efectua servicii de date, adică să nu se afle într-o stare de congestie.

Avînd în vedere aceste considerente, pentru a aprecia în mod mai realist performanţele privind oferirea de servicii de comunicaţii de date abonaţilor reţelei, este necesar să se introducă un nou indicator din sfera fiabilităţii, care să ia în considerare atît fiabilitatea elementelor componente ale reţelei, mentenabilitatea acesteia, cît şi capacitatea de oferire de servicii de comunicaţii de date utilizatorilor la un moment de timp dat. În acest sens, în

* Ing. *Stăicuţ, E.* — Institutul central pentru conducere şi informatică — Bucureşti.

[3] a fost definită disponibilitatea echivalentă $AE(t)$ a rețelei, care reprezintă probabilitatea că rețeaua se află într-o stare de bună funcționare din punct de vedere fizic la momentul t, și totodată nu se află într-o stare de congestie (stare în care să refuze trafic dinafară).

2. Model markovian pentru disponibilitatea rețelei

Din cele prezentate mai sus, rezultă că rețeaua se poate afla în una din următoarele stări:

— starea 0, starea în care rețeaua funcționează corect din punct de vedere fizic, adică există cel puțin o cale de comunicație între toți utilizatorii rețelei și, de asemenea, nu este o stare de congestie;

— starea 1, starea în care rețeaua este defectă din punct de vedere fizic, adică nu există nici o cale fizică de comunicație între utilizatori;

— starea 2, starea de bună funcționare din punct de vedere fizic, însă rețeaua este congestionată și ca urmare nu oferă servicii de transmisii de date, deși din punct de vedere fizic există cel puțin o cale de comunicație între utilizatori.

Trecerea din starea 0 în starea 1 are loc prin apariția defectelor fizice (hardware sau software), iar trecerea din starea 1 în starea 0 prin repararea defecțiunilor apărute. Fie λ rata de defectare a rețelei și μ intensitatea de reparare.

Trecerea din starea 0 în starea 2 are loc atunci cînd rețeaua intră într-o stare de congestie, iar trecerea din starea 2 în starea 0 prin restabilirea funcționării din starea de congestie. Fie λ_c rata de defectare a rețelei prin ajungerea în starea de restabilire și μ_c intensitatea de restabilire a funcționării din starea de congestie.

Se consideră o distribuție exponențială a timpilor de bună funcționare ai rețelei din punct de vedere fizic, a timpilor de ajungere într-o stare de congestie, a timpilor de reparare a defecțiunilor fizice și de restabilire a funcționării dintr-o stare de congestie. Ca urmare, λ, λ_c, μ și μ_c sînt constante în timp.

Avînd în vedere cele de mai sus, rețeaua poate fi reprezentată printr-un model markovian, așa cum se arată în figura 1. Disponibilitatea echivalentă $AE(t)$ reprezintă tocmai probabilitatea că rețeaua se află în starea 0.

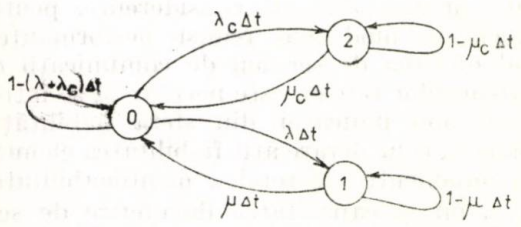


Fig. 1. Model markovian pentru disponibilitatea echivalentă a unei rețele de calculatoare cu comutare de pachete.

3. Ecuațiile de bază ale modelului

Se notează cu $P_0(t)$, $P_1(t)$ și $P_2(t)$ probabilitățile că la momentul t rețeaua se află în starea 0, 1, respectiv 2 și $p_{ij}(\Delta t)$ probabilitățile de trecere din starea i în starea j în intervalul de timp Δt, unde $i, j = 0, 1, 2$. În acest caz, matricea probabilităților de tranziție se va scrie:

$$[p(\Delta t)] = \begin{bmatrix} 1-(\lambda+\lambda_c)\Delta t & \lambda\Delta t & \lambda_c\Delta t \\ \mu\Delta t & 1-\mu\Delta t & 0 \\ \mu_c\Delta t & 0 & 1-\mu_c\Delta t \end{bmatrix}. \tag{1}$$

Conform formulei probabilităților totale se poate scrie:

$$P_j(t+\Delta t) = \sum_{i=0}^{2} P_j(t)p_{ij}(\Delta t), \text{ pentru } j = 0, 1, 2. \tag{2}$$

Ținînd seama de forma matricei de tranziție $[p(\Delta t)]$ din (1), rezultă următorul sistem de ecuații:

$$\begin{cases} P_0(t+\Delta t) = P_0(t)[1-(\lambda+\lambda_c)\Delta t] + P_1(t)\mu\Delta t + \\ \quad + P_2(t)\mu_c\Delta t \\ P_1(t+\Delta t) = P_0(t)\lambda\Delta t + P_1(t)[1-\mu\Delta t] \\ P_2(t+\Delta t) = P_0(t)\lambda_c\Delta t + P_2(t)[1-\mu_c\Delta t]. \end{cases} \tag{3}$$

Împărțind cu Δt și trecînd la limită pentru $\Delta t \to 0$ se obține:

$$\begin{cases} \dfrac{dP_2(t)}{dt} = \lambda_c P_0(t) - \mu_c P_2(t) \\ \dfrac{dP_1(t)}{dt} = \lambda P_0(t) - \mu P_1(t) \\ \dfrac{dP_0(t)}{dt} = -(\lambda+\lambda_c)P_0(t) + \mu P_1(t) + \mu_c P_2(t). \end{cases} \tag{4}$$

Probabilitățile stărilor rețelei se obțin rezolvînd sistemul (4) de ecuații diferențiale și ținînd seama că inițial rețeaua se află în starea 0, deci:

$$\begin{aligned} P_0(0) &= 1 \\ P_1(0) &= 0 \\ P_2(0) &= 0, \end{aligned} \tag{5}$$

iar suma probabilităților tuturor stărilor trebuie să fie 1:

$$\sum_{i=0}^{2} P_j(t) = 1. \tag{6}$$

Pentru rezolvarea sistemului (4), se poate folosi transformata Laplace:

$$P_j(s) = \mathfrak{L}\{P_j(t)\};\ j = 0, 1, 2, \tag{7}$$

$$\mathfrak{L}\left\{\frac{dP_j(t)}{dt}\right\} = sP_j(s) - P_j(0);\ j = 0, 1, 2. \tag{8}$$

Rezultă următorul sistem de ecuaţii liniare:

$$\begin{cases} -(s + \lambda + \lambda_c)P_0(s) + \mu P_1(s) + \mu_c P_2(s) = -1 \\ \lambda P_0(s) - (s + \mu)P_1(s) = 0 \\ \lambda_c P_0(s) - (s + \mu_c)P_2(s) = 0. \end{cases} \tag{9}$$

Disponibilitatea echivalentă $AE(t)$ fiind egală cu probabilitatea că reţeaua se va afla în starea 0 la momentul t, rezolvînd sistemul (9) în raport cu $P_0(s)$, se găseşte (anexa A):

$$AE(s) = P_0(s) = \frac{A}{s} + \frac{B}{s + \frac{\mu + \lambda + \mu_c + \lambda_c + \sqrt{D}}{2}} + \frac{C}{s + \frac{\mu + \lambda + \mu_c + \lambda_c - \sqrt{D}}{2}}, \tag{10}$$

unde:

$$A = \frac{\mu\mu_c}{(\mu + \lambda)(\mu_c + \lambda_c) - \lambda\lambda_c}, \tag{11}$$

$$B = \frac{(-\mu + \lambda + \mu_c + \lambda_c + \sqrt{D})(\mu + \lambda - \mu_c + \lambda_c + \sqrt{D})}{2\sqrt{D}\,(\mu + \lambda + \mu_c + \lambda_c + \sqrt{D})}, \tag{12}$$

$$C = \frac{(-\mu + \lambda + \mu_c + \lambda_c - \sqrt{D})(\mu + \lambda - \mu_c + \lambda_c - \sqrt{D})}{2\sqrt{D}\,(\sqrt{D} - \mu - \mu_c - \lambda - \lambda_c)}, \tag{13}$$

$$D = [(\mu + \lambda) - (\mu_c + \lambda_c)]^2 + 4\lambda\lambda_c. \tag{14}$$

Aplicînd transformata Laplace inversă, din relaţia (10) se deduce:

$$AE(t) = A + B \cdot \exp\left[-\frac{\mu + \lambda + \mu_c + \lambda_c + \sqrt{D}}{2}t\right] + C \cdot \exp\left[-\frac{\mu + \lambda + \mu_c + \lambda_c - \sqrt{D}}{2}t\right]. \tag{15}$$

Deoarece în practică, disponibilitatea se calculează cu coeficientul de disponibilitate (raportul):

$$K_A = \frac{\mu}{\lambda + \mu} = \frac{MTBF}{MTBF + MTR}, \tag{16}$$

în cazul disponibilităţii echivalente a reţelei se obţine (anexa B):

$$K_{AE} = \lim_{t\to\infty} AE(t) = \frac{K_A \cdot K_C}{1 - \frac{MTR}{MTBF} \cdot \frac{MTRC}{MTBFC} \cdot K_A \cdot K_C} \tag{17}$$

unde:

$$K_C = \frac{\mu_c}{\lambda_c + \mu_c} = \frac{MTBFC}{MTBFC + MTRC}; \tag{18}$$

— $MTBF = \frac{1}{\lambda}$ este timpul mediu de bună funcţionare a reţelei între două defecţiuni;

— $MTR = \frac{1}{\mu}$ este timpul mediu de reparare a reţelei;

— $MTBFC = \frac{1}{\lambda_c}$ este timpul mediu de bună funcţionare fără a ajunge în starea de congestie;

— $MTRC = \frac{1}{\mu_c}$ este timpul mediu de restabilire din starea de congestie.

Deoarece pentru o exploatare normală a reţelei se poate considera $MTR \ll MTBF$, $MTRC \ll MTBFC$, $K_A < 1$, $K_c < 1$, rezultă:

$$K_{AE} \cong K_A \cdot K_C. \tag{19}$$

4. Concluzii

În această lucrare s-a urmărit elaborarea unui model markovian pentru calculul disponibilităţii echivalente $AE(t)$ a unei reţele de calculatoare cu comutare de pachete, definită ca fiind probabilitatea că la momentul t reţeaua se află într-o stare în care există cel puţin o cale fizică de comunicaţie între toţi utilizatorii şi totodată nu se află într-o stare de congestie.

ANEXA A

Calculul disponibilităţii echivalente

Disponibilitatea echivalentă $AE(t)$ este egală cu probabilitatea că reţeaua se află în starea 0 la momentul t:

$$AE(t) = P_0(t). \tag{A1}$$

$P_0(t)$ se obține rezolvînd sistemul (9) prin regula lui Cramer. Determinantul sistemului $D(s)$ este:

$$D(s) = \begin{vmatrix} -(\lambda_c + \lambda + s) & \mu & \mu_c \\ \lambda & -(\mu+s) & 0 \\ \lambda_c & 0 & -(\mu_c + s) \end{vmatrix}. \quad (A2)$$

Adunînd linia a doua și a treia la prima linie, se obține:

$$D(s) = \begin{vmatrix} -s & -s & -s \\ \lambda & -(\mu + s) & 0 \\ \lambda_c & 0 & -(\mu_c + s) \end{vmatrix}. \quad (A3)$$

Scăzînd prima coloană din coloana a doua și a treia, rezultă:

$$D(s) = \begin{vmatrix} -s & 0 & 0 \\ \lambda & -\mu-s-\lambda & -\lambda \\ \lambda_c & -\lambda_c & -\mu_c - s - \lambda_c \end{vmatrix}. \quad (A4)$$

Descompunînd determinantul $D(s)$ după elementele de pe prima linie se obține:

$$D(s) = -s\begin{vmatrix} -\mu - s - \lambda & -\lambda \\ -\lambda_c & -\mu_c - s - \lambda_c \end{vmatrix}. \quad (A5)$$

$$D(s) = -s[(\mu + \lambda + s)(\mu_c + \lambda_c + s) - \lambda\lambda_c] =$$

$$= -s[s^2 + (\mu + \lambda + \mu_c + \lambda_c)s +$$

$$+ (\mu + \lambda)(\mu_c + \lambda_c) - \lambda\lambda_c]. \quad (A6)$$

Calculînd discriminantul D al trinomului de gradul doi din relația (A6), se observă ușor că este pozitiv și ca urmare rădăcinile s_1 și s_2 ale trinomului sînt reale:

$$D = (\mu+\lambda)^2 + (\mu_c + \lambda_c)^2 + 2(\mu + \lambda)(\mu_c + \lambda_c) -$$

$$- 4(\mu + \lambda)(\mu_c + \lambda_c) + 4\lambda\lambda_c,$$

$$D = [(\mu + \lambda) - (\mu_c + \lambda_c)]^2 + 4\lambda\lambda_c > 0. \quad (A7)$$

Rezultă:

$$s_1, s_2 = \frac{-(\mu + \lambda + \mu_c + \lambda_c) \pm \sqrt{D}}{2}. \quad (A8)$$

Descompunînd în factori trinomul de gradul doi din relația (A6), se obține:

$$D(s) = -s(s - s_1)(s - s_2). \quad (A9)$$

$$D(s) = -s\left(s + \frac{\mu + \lambda + \mu_c + \lambda_c + \sqrt{D}}{2}\right) \cdot$$

$$\cdot \left(s + \frac{\mu + \lambda + \mu_c + \lambda_c - \sqrt{D}}{2}\right), \quad (A10)$$

$$D_1(s) = \begin{vmatrix} -1 & \mu & \mu_c \\ 0 & -(\mu+s) & 0 \\ 0 & 0 & -(\mu_c + s) \end{vmatrix} =$$

$$= -\begin{vmatrix} -(\mu + s) & 0 \\ 0 & -(\mu_c + s) \end{vmatrix},$$

$$D_1(s) = -(s + \mu)(s + \mu_c), \quad (A11)$$

$$P_0(s) = \frac{D_1(s)}{D(s)}, \quad (A12)$$

$$P_0(s) =$$

$$= \frac{(s + \mu)(s + \mu_c)}{s\left(s + \frac{\mu+\lambda+\mu_c+\lambda_c+\sqrt{D}}{2}\right)\left(s + \frac{\mu+\lambda+\mu_c+\lambda_c-\sqrt{D}}{2}\right)}. \quad (A13)$$

Descompunînd în fracții simple expresia din (A13), se obține:

$$P_0(s) = \frac{A}{s} + \frac{B}{s + \frac{\mu + \lambda + \mu_c + \lambda_c + \sqrt{D}}{2}} +$$

$$+ \frac{C}{s + \frac{\mu + \lambda + \mu_c + \lambda_c - \sqrt{D}}{2}}, \quad (A14)$$

unde:

$$A = \frac{\mu\mu_c}{\frac{\mu+\lambda+\mu_c+\lambda_c+\sqrt{D}}{2} \cdot \frac{\mu+\lambda+\mu_c+\lambda_c-\sqrt{D}}{2}} =$$

$$= \frac{4\mu\mu_c}{(\mu+\lambda)^2 + (\mu_c + \lambda_c)^2 + 2(\mu + \lambda)(\mu_c + \lambda_c) - (\mu + \lambda)^2 - (\mu_c+\lambda_c)^2 + 2(\mu + \lambda)(\mu_c + \lambda_c) - 4\lambda\lambda_c}$$

$$A=\frac{4\mu\mu_c}{4(\mu+\lambda)(\mu_c+\lambda_c)-4\lambda\lambda_c}=\frac{\mu\mu_c}{(\mu+\lambda)(\mu_c+\lambda_c)-\lambda\lambda_c}, \tag{A15}$$

$$B=\frac{\left(-\frac{\mu+\lambda+\mu_c+\lambda_c+\sqrt{D}}{2}+\mu\right)\left(-\frac{\mu+\lambda+\mu_c+\lambda_c+\sqrt{D}}{2}+\mu_c\right)}{-\frac{\mu+\lambda+\mu_c+\lambda_c+\sqrt{D}}{2}\left(-\frac{\mu+\lambda+\mu_c+\lambda_c+\sqrt{D}}{2}+\frac{\mu+\lambda+\mu_c+\lambda_c-\sqrt{D}}{2}\right)}=$$

$$=\frac{(-\mu+\lambda+\mu_c+\lambda_c+\sqrt{D})\,(\mu+\lambda-\mu_c+\lambda_c+\sqrt{D})}{2\sqrt{D}\,(\mu+\lambda+\mu_c+\lambda_c+\sqrt{D})}. \tag{A16}$$

$$C=\frac{\left(-\frac{\mu+\lambda+\mu_c+\lambda_c-\sqrt{D}}{2}+\mu\right)\left(-\frac{\mu+\lambda+\mu_c+\lambda_c-\sqrt{D}}{2}+\mu_c\right)}{-\frac{\mu+\lambda+\mu_c+\lambda_c-\sqrt{D}}{2}\left(-\frac{\mu+\lambda+\mu_c+\lambda_c-\sqrt{D}}{2}+\frac{\mu+\lambda+\mu_c+\lambda_c+\sqrt{D}}{2}\right)}=$$

$$=\frac{(-\mu+\lambda+\mu_c+\lambda_c-\sqrt{D})(\mu+\lambda+\lambda_c-\mu_c-\sqrt{D})}{2\sqrt{D}\,[-(\mu+\lambda+\mu_c+\lambda_c)+\sqrt{D}]}. \tag{A17}$$

Se observă ușor că:

$$\frac{\mu+\lambda+\mu_c+\lambda_c+\sqrt{D}}{2}>0. \tag{A18}$$

În continuare se arată că termenul $\frac{\mu+\lambda+\mu_c+\lambda_c-\sqrt{D}}{2}$ de la numitorul relației (A14) este pozitiv.

$$\frac{\mu+\lambda+\mu_c+\lambda_c-\sqrt{D}}{2}>0, \tag{A19}$$

$$\mu+\lambda+\mu_c+\lambda_c>\sqrt{D}. \tag{A20}$$

Deoarece $\mu+\lambda+\mu_c+\lambda_c>0$, se pot ridica la pătrat ambii membri ai inecuației (A20). Rezultă:

$$(\mu+\lambda+\mu_c+\lambda_c)^2>D, \tag{A21}$$

$$(\mu+\lambda)^2+(\mu_c+\lambda_c)^2+2(\mu+\lambda)(\mu_c+\lambda_c)-$$
$$-(\mu+\lambda)^2-(\mu_c+\lambda_c)^2+2(\mu+\lambda)(\mu_c+\lambda_c)-$$
$$-4\lambda\lambda_c=4[(\mu+\lambda)(\mu_c+\lambda_c)-\lambda\lambda_c]=$$
$$=4(\mu\mu_c+\lambda\mu_c+\mu\lambda_c+\lambda\lambda_c-\lambda\lambda_c)=$$
$$=4(\mu\mu_c+\lambda\mu_c+\mu\lambda_c)>0, \tag{A22}$$

ceea ce este evident, întrucît toți termenii sînt pozitivi. Deci, inecuația (A19) este adevărată.

Ținînd seama de (A1) și aplicînd transformata Laplace inversă, din relația (A14) se găsește următoarea expresie pentru disponibilitatea echivalentă $AE(t)$:

$$AE(t)=A+B\cdot\exp\left[-\frac{\mu+\lambda+\mu_c+\lambda_c+\sqrt{D}}{2}t\right]+$$
$$+C\cdot\exp\left[-\frac{\mu+\lambda+\mu_c+\lambda_c-\sqrt{D}}{2}t\right]. \tag{A23}$$

ANEXA B

Calculul coeficientului de disponibilitate

$$K_{AE}=\lim_{t\to\infty}AE(t). \tag{B1}$$

În anexa A s-a arătat că (relația (A19)):

$$\frac{\mu+\lambda+\mu_c+\lambda_c-\sqrt{D}}{2}>0. \tag{B(2)}$$

Rezultă:

$$\lim_{t\to\infty}\exp\left[-\frac{\mu+\lambda+\mu_c+\lambda_c-\sqrt{D}}{2}t\right]=0, \tag{B3}$$

$$\lim_{t\to\infty}\exp\left[-\frac{\mu+\lambda+\mu_c+\lambda_c+\sqrt{D}}{2}t\right]=0. \tag{B4}$$

Ținînd seama de (B3) și (B4), și de expresia lui $AE(t)$ dată de relația (A23), relația (B1) devine:

$$K_{AE}=\frac{\mu\mu_c}{(\mu+\lambda)(\mu_c+\lambda_c)-\lambda\lambda_c}. \tag{B5}$$

Împărţind cu $\mu\mu_c$ la numărător şi numitor, se găseşte:

$$K_{AE} = \frac{1}{\frac{\mu+\lambda}{\mu}\cdot\frac{\mu_c+\lambda_c}{\mu_c} - \frac{\lambda\lambda_c}{\mu\mu_c}}, \qquad \text{(B6)}$$

$$K_{AE} = \frac{1}{\frac{1}{K_A}\frac{1}{K_C} - \frac{\lambda}{\mu}\cdot\frac{\lambda_c}{\mu_c}}, \qquad \text{(B7)}$$

unde:

$$K_A = \frac{\mu}{\lambda+\mu}, \qquad \text{(B8)}$$

$$K_C = \frac{\mu_c}{\lambda_c+\mu_c}. \qquad \text{(B9)}$$

Aducînd la acelaşi numitor expresia de la numitorul relaţiei (B7) se deduce:

$$K_{AE} = \frac{K_A\cdot K_C}{1 - \frac{\lambda}{\mu}\frac{\lambda_c}{\mu_c}\cdot K_A\cdot K_C}. \qquad \text{(B10)}$$

Deoarece:

$$\frac{\lambda}{\mu} = \frac{MTR}{MTBF}, \qquad \text{(B11)}$$

$$\frac{\lambda_c}{\mu_c} = \frac{MTRC}{MTBFC}, \qquad \text{(B12)}$$

relaţia (B10) devine:

$$K_{AE} = \frac{K_A\cdot K_c}{1 - \frac{MTR}{MTBF}\cdot\frac{MTRC}{MTBFC}\cdot K_A\cdot K_C}. \qquad \text{(B13)}$$

Bibliografie

[1] *Roberts, L. G.* The Evolution of Packet switching. In: Proc. of. the IEEE, vol. **66** nr. 11, November 1978, p. 1307–1313.

[2] *Davies, D. W.* ş.a. Computer networks and their protocols. John Wiley and Sons, New York, 1979.

[3] *Stăicuţ, E.* Relaţia congestie-fiabilitate-disponibilitate în reţelele de comunicaţii de date cu comutare de pachete pentru interconectarea calculatoarelor. În: E.E.A.–Automatica şi Electronica, nr. 4, 1982, p. 163.

CZ 621.3.044.2:621.16

CURENT STATORIC
MOTOR ASINCRON
FRECVENŢA ROTORICĂ

Metodologie de determinare a curentului statoric şi frecvenţei rotorice funcţie de frecvenţa tensiunii de alimentare şi cuplul rezistent pentru motorul asincron cu rotorul în scurtcircuit

DAN MICU, CORNELIA REMEŞ* – BUCUREŞTI

Acţionările cu motor asincron cu turaţie variabilă sînt astăzi mult folosite ca urmare a progreselor substanţiale înregistrate de electronica de putere, care a permis realizarea unei întregi game de convertizoare statice de frecvenţă, surse ideale de alimentare cu tensiune a frecvenţei variabile a motorului asincron.

Pentru reglarea turaţiei motorului asincron este necesară respectarea următoarelor condiţii: să se urmărească în permanenţă mărimea alunecării maşinii să se limiteze valoarea curentului statoric la valoarea permisă constructivă, şi să nu se satureze maşina printr-o alimentare necorespunzătoare rezultată din necorelarea tensiunii şi frecvenţei de alimentare.

Respectarea acestor condiţii trebuie îndeplinită de oricare din posibilele scheme de reglare folosite. Nesaturarea maşinii se obţine prin impunerea unui raport între tensiunea şi frecvenţa de alimentare, cazul cel mai folosit fiind acela al raportului constant cu o corecţie în zona frecvenţelor joase.

Celelalte două condiţii vor fi respectate dacă în permanenţă vor fi comparate frecvenţa rotorică reală şi curentul prin maşină cu mărimile impuse ale acestora conform cu cuplul rezistent în fiecare moment. Pentru aceasta este necesară determinarea mărimilor de impunere pentru mărimile curent statoric şi frecvenţă rotorică ale oricărui motor folosit pentru diferite caracteristici de cuplu impuse, în funcţie de frecvenţa tensiunii de alimentare pentru

* Dr. ing. *Micu, D.*, ing. *Remeş, C.* – Inst. de cercet. şt. şi inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică – Bucureşti.

diferite corelări tensiune-frecvență de alimentare.

În cele ce urmează se va prezenta determinarea mărimilor de impunere, curent statoric (I_1) și frecvență rotorică (f_2) cu aplicație la un motor asincron de tracțiune tip *MAB* Tl 600-4.

Determinarea mărimilor care interesează s-a făcut pornind de la schema echivalentă în *T* a motorului asincron exprimată în funcție de frecvența și tensiunea variabilă de alimentare în care s-au identificat mărimile electrice din schemă cu ajutorul rezultatelor de încercare ale mașinii, sau pornind de la schema electrică ideală a motorului asincron.

În prima variantă mărimile electrice din figura 1 au următoarea semnificație:

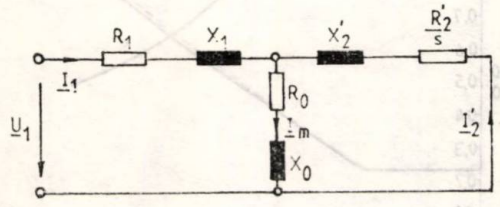


Fig. 1

Fig. 1. — Schema echivalentă în *T* a motorului asincron.

R_1 — rezistența înfășurării statorice;
X_1 — reactanța de dispersie a înfășurării statorice;
R'_2 — rezistența rotorică raportată la stator;
X'_2 — reactanța rotorică raportată la stator;
X_0 — reactanța circuitului de magnetizare;
r_0 — rezistența circuitului de magnetizare.

Se definesc mărimile:

$$Z_1 = R_1 + jX_1 \text{ — impedanța statorului;} \quad (1)$$

$$Z'_2 = R'_2\frac{1}{s} + jX'_2 \text{ — impedanța rotorului;} \quad (2)$$

$$Z_0 = r_0 + jX_0 \text{ — impedanța de magnetizare;} \quad (3)$$

unde:

S este alunecarea relativă a mașinii:

$$S = \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1} = \frac{n_1 - n}{n_1}, \quad (4)$$

în care:

ω și n — viteza unghiulară a rotorului, respectiv viteza de rotație a rotorului motorului;
ω_1 și n_1 — viteza unghiulară a cîmpului învîrtitor, respectiv viteza de sincronism a motorului corespunzătoare pulsației ω_1.

Se definesc coeficienții α, β, γ relativi la frecvență, alunecare și respectiv tensiune:

$$\alpha = \frac{f_1}{f_{1n}} = \frac{\omega_1}{\omega_1 n}, \quad (5)$$

în care:

f_1, f_{1n} — frecvența cîmpului învîrtitor, respectiv frecvența nominală a cîmpului învîrtitor;

$\omega_1 n$ este dat de relația:

$$\omega_1 n = 2\pi f_1 n \quad (6)$$

$$\beta = \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1 n} = \frac{n_1 - n}{n_{1n}} = S\cdot\alpha = \frac{f_2}{f_{1n}} = \frac{f_1 - p\cdot n}{f_{1n}} = \alpha - \frac{p\cdot n}{f_{1n}}, \quad (7)$$

în care:

n_{1n} — viteza de rotație corespunzătoare frecvenței nominale f_{1n}. Indicii n vor defini parametrii nominali ai mașinii față de care se vor modifica condițiile de funcționare:

$$\gamma = \frac{U_1}{U_{1n}}, \quad (8)$$

unde:

U_1 și U_{1n} — tensiunile de fază de alimentare și respectiv nominală.

Schema echivalentă a motorului asincron: cu rotorul în scurtcircuit cu notațiile de mai sus, cu neglijarea pierderilor în fier: devine cea din figura 2.

Pentru simplificarea expunerii se notează:

$\tau_1 = \frac{X_{1n}}{X_{0n}}$ — coeficientul de dispersie al statorului; (9)

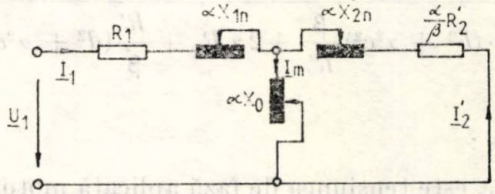


Fig. 2. — Schema echivalentă în *T* a motorului asincron alimentat la frecvență variabilă.

unde:

X_{1n} și X_{0n} — sînt X_1 și X_0 în condiții nominale;

$\tau_2 = \frac{X'_{2n}}{X_{0n}}$ — coeficientul de dispersie al rotorului; (10)

$\tau = \tau_1 + \tau_2 + \tau_1\tau_2$ — coeficientul de dispersie generală; (11)

se notează de asemenea :

$$b = R_1 (1 + \tau_2),$$

$$c = \tau \cdot X_{0n} = X_{1n} + X'_{2n}(1 + \tau_1) = X_{1n}(1 + \tau_2) + X'_{2n}, \quad (12)$$

$$d = \frac{R_1}{X_{0n}} = \frac{\tau_1}{X_{1n}} \cdot R_1, \quad (13)$$

$$e = 1 + \tau_1, \quad (14)$$

cu mențiunea că :

$$eb - cd = R_1. \quad (15)$$

În notațiile amintite, după calcule relativ simple, se obțin relațiile următoare :

$$I_1 = U_{1n} \cdot \gamma \frac{\sqrt{\left(\frac{R'_2}{\beta}\right)^2 \left(\frac{\tau_1}{X_{1n}}\right)^2 + (1 + \tau_2)^2}}{\sqrt{(b^2 + \alpha^2 c^2) + \frac{2\alpha}{\beta} R_1 R'_2 + \frac{R'^2_2}{\beta^2}(d^2 + \alpha^2 e^2)}}, \quad (16)$$

$$U_1 = \gamma U_{1n} = \sqrt{\frac{M \cdot \omega_{1n}}{p \cdot m_1}\left[(b^2 + \alpha^2 c^2)\frac{\beta}{R'_2} + 2\alpha R_1 + \frac{R'_2}{\beta}(d^2 + \alpha^2 e^2)\right]}, \quad (17)$$

$$\frac{I_1}{I'_2} = \sqrt{\left(\frac{R'_2}{\beta}\right)^2 \left(\frac{\tau_1}{X_{1n}}\right)^2 + (1 + \tau_2)^2} \quad (18)$$

$$M = \frac{P \cdot m_1 \cdot U^2_{1n}}{\omega_{1n}} \cdot \gamma^2 \cdot \frac{1}{\cdot (b^2 + \alpha^2 c^2)\frac{\beta}{R'_2} + 2\alpha R_1 + \frac{R'_2}{\beta}(d^2 + \alpha^2 e^2)}, \quad (19)$$

unde :

U_{1n} este tensiunea de fază aplicată motorului.

Condițiile de funcționare impuse motorului sînt urmărite cu ajutorul figurii 3.

În domeniul frecvențelor cuprinse între frecvența minimă și frecvența f_L, cuplul motorului este constant, mașina funcționînd la flux constant. În domeniul frecvențelor cuprinse între f_L și f_{maxim}, motorul funcționează în regim de flux slăbit, cuplul descrește hiperbolic, iar puterea sa rămîne constantă. O condiție suplimentară impusă motorului este aceea ca în domeniul funcționării la cuplu constant caracteristicile mecanice corespunzătoare diferitelor frecvențe statorice să fie paralele, cu panta constantă și egală cu valoarea corespunzătoare condițiilor nominale.

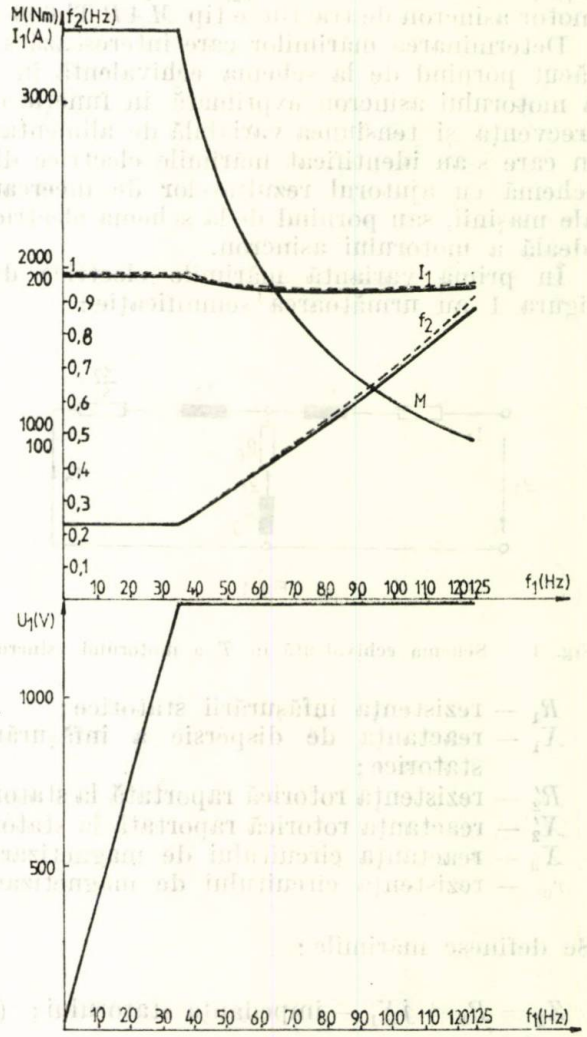


Fig. 3. — Grafic de variație a cuplului, puterii și tensiunii de alimentare a motorului funcție de frecvența statorică.

Cu aceste premize se pot scrie relațiile :

$$\delta = -\frac{n_{0N} - n_N}{M_N}, \quad (20)$$

unde :

δ este panta caracteristicii mecanice. Turația de mers în gol corespunzătoare frecvenței nominale f_{1N} este :

$$n_{0N} = \frac{60 \cdot f_{1N}}{p}, \quad (21)$$

iar turația nominală :

$$n_N = (1 - S_N) n_{0N}. \quad (22)$$

Pentru o frecvență oarecare de alimentare $f_1(i)$, panta caracteristicii mecanice corespunzătoare este:

$$\delta = \frac{n_0(i) - n}{M}, \tag{23}$$

de unde rezultă cuplul corespunzător turației n de pe caracteristica corespunzătoare frecvenței $f_1(i)$:

$$M = -\frac{n_0(i) - n}{\delta}. \tag{24}$$

Folosind relația de definiție pentru alunecarea absolută:

$$\beta = \frac{f_1(i) - p \cdot n}{f_{1N}} = \alpha(i) - \frac{p \cdot n}{f_{1N}}, \tag{25}$$

rezultă turația n corespunzătoare lui β:

$$n = [\alpha(i) - \beta] \cdot \frac{f_{1N}}{p}, \tag{26}$$

înlocuind în (24) rezultă:

$$M = -\frac{n_0(i) - [\alpha(i) - \beta] \cdot \frac{f_{1N}}{p}}{\delta}. \tag{27}$$

Pentru valoarea constantă impusă lui M, conform diagramei din figura 3 pentru frecvențe joase ($\leqslant f_L$) se determină β din (27), iar valoarea corespunzătoare pentru tensiunea aplicată motorului rezultă în funcție de M și β din (19) scrisă sub forma:

$$U_1 = U_{1n} \cdot \gamma = \sqrt{\frac{M}{p} \frac{\omega_{1n}}{m_1} (T_1 + T_2 + T_3)}, \tag{28}$$

unde:

$$T_1 = (b^2 + \alpha^2 c^2) \frac{\beta}{R_2'},$$

$$T_2 = 2 \alpha R_1,$$

$$T_3 = (d^2 + \alpha^2 e^2) \frac{R_2'}{\beta}.$$

Cu relațiile (16) și (17) se determină pentru fiecare M și β valorile curentului I_1 și ale frecvenței rotorice f_2.

În domeniul de frecvențe în care motorul funcționează cu flux slăbit, tensiunea de alimentare se limitează la valoarea nominală (maximă) atinsă în domeniul anterior, iar cuplul variază hiperbolic conform condiției de putere constantă:

$$M = \frac{P_N}{2\pi n}, \tag{29}$$

unde:

P_N este puterea nominală a motorului.

În această situație este necesară determinarea cuplului limită corespunzător fiecărei frecvențe $f_1(i) > f_L$.

Pentru aceasta din relațiile (29) și (7) se obține valoarea cuplului limită în funcție de β de forma:

$$M_{lim} = \frac{p P_N}{\omega_{1N}(\alpha - \beta)}. \tag{30}$$

Din (30) și (19) rezultă valoarea lui β:

$$\beta = \frac{R_2' (T_{11} - \sqrt{T_{11}^2 - 4 T_{22} T_{33}})}{2 T_{22}}, \tag{31}$$

în care:

$$T_{11} = \alpha \left(\frac{m_1 \cdot U_{1N}^2}{3 P_N} \cdot \gamma^2 - 2 R_1 \right),$$

$$T_{22} = b^2 + \alpha^2 c^2 + \gamma^2 R_2' \cdot \frac{m_1 \cdot U_{1N}^2}{3 P_N},$$

$$T_{33} = d^2 + \alpha^2 e^2,$$

unde:

U_{1N} este tensiunea între faze a motorului.

Cuplul limită rezultă din (30) în care se înlocuiește (31).

Cunoscînd cuplul M_{lim} de pe hiperbolă, corespunzător frecvenței de alimentare $f_1(i)$, se dă o variație discretă cu pasul Δ, pînă la cuplul limită de pe caracteristica mecanică și pentru fiecare treaptă de cuplu se calculează alunecarea absolută β din relația (19) cu care se obține 31.1:

$$\beta = R_2' \frac{T_1 - \sqrt{T_1^2 - 4 T_2 T_3}}{2 T_2},$$

unde:

$$T_1 = \frac{p m_1 \cdot U_{1N}^2}{3 \omega_{1n}} \cdot \frac{\gamma^2}{M} - 2 \alpha R_1,$$

$$T_2 = b^2 + \alpha^2 c^2,$$

$$T_3 = d^2 + \alpha^2 e^2.$$

Avînd perechile de valori M și β se calculează f_2, I_1, I_2' cu relațiile (7), (16), (18).

Organigrama programului în limbaj FORTRAN pentru determinarea parametrilor men-

ţionaţi în condiţiile date este prezentată în figura 4.

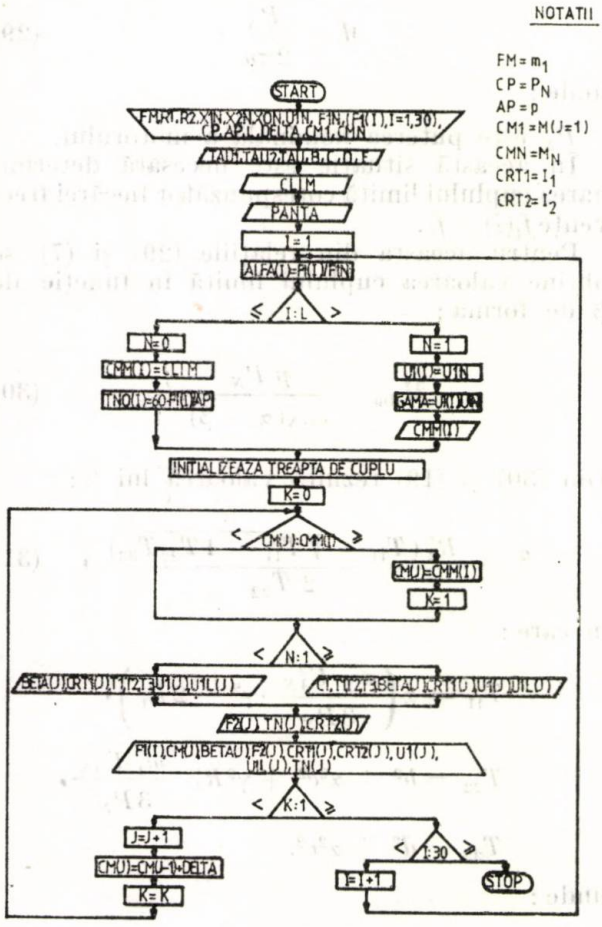


Fig. 4. Organigrama de calcul.

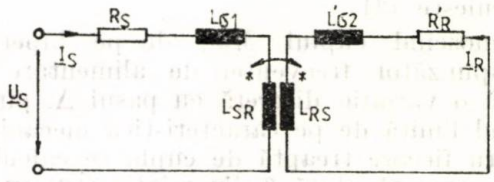


Fig. 5. Schema echivalentă ideală a motorului asincron.

Pornind de la schema echivalentă ideală a motorului asincron din figura 5 cu notaţiile:

U_S, U_R — tensiunea statorică, respectiv rotorică;

I_S, I_R — curentul statoric, respectiv rotoric;

R_S, R_R — rezistenţa înfăşurării statorice, respectiv rotorice raportată la stator;

L_S, L_R, L_{RS} — inductivităţile ciclice statorică, rotorică şi mutuală;

$$L_S = L_{\sigma 1} + L_{RS},$$

$$L_R = L'_{\sigma 2} + L_{RS},$$

$$L_{RS} = L_m,$$

M este cuplul electromagnetic; S — alunecarea.

Se defineşte:

$$U_S^* = \frac{U_S}{U_{SN}} = \gamma,$$

unde:

$$U_{SN} = U_S \text{ la } f_1 = f_{1N},$$

$$I_S^* = \frac{I_S}{I_{Sm}},$$

unde:

$$I_{Sm} = \frac{U_{SN}}{2\pi f_{1N} \cdot L_S}, \tag{32}$$

$$X_{SN} = 2\pi f_{1N} \cdot L_S,$$

$$X_{RN} = 2\pi f_{1N} \cdot L_R,$$

$$\alpha = \frac{f_1}{f_{1N}},$$

unde:

$$f_{1N} = 50 \text{ Hz}.$$

Factorul de dispersie total:

$$\sigma = 1 - \frac{L_{RS}^2}{L_R \cdot L_S}. \tag{33}$$

Cuplul raportat se defineşte:

$$M^* = \frac{M}{M_{K\infty}},$$

unde:

$$M_{K\infty} = \frac{3}{2} p \frac{1-\sigma}{\sigma} L_S I_{Sm}^2. \tag{34}$$

Alunecarea absolută este definită conform (7).

Pentru schema echivalentă din figura 5 sînt valabile ecuaţiile:

$$\underline{U}_S = \underline{I}_S (R_S + j2\pi f L_S) + \underline{I}_R j^2 \pi f L_{RS}, \tag{35}$$

$$O = \underline{I}_S j2\pi f S L_{RS} + \underline{I}_R (R_R + j2\pi f S L_R), \tag{36}$$

$$M = 3p L_{RS} R_e \{j\underline{I}_R \underline{I}_S\}. \tag{37}$$

Din aceste ecuaţii după calcule intermediare se obţine:

$$M^* = U_S^{*2} \left(\frac{X_{SN}}{R_S}\right)^2 \cdot \frac{2\sigma \cdot \frac{X_{RN}}{R_R} \cdot \beta}{\left(\beta \cdot \frac{X_{RN}}{R_R} + \alpha \cdot \frac{X_{SN}}{R_S}\right)^2 + \left(1 - \beta \cdot \alpha \cdot \sigma \frac{X_{RN}}{R_R} \cdot \frac{X_{SN}}{R_S}\right)^2}, \tag{38}$$

$$M^* = 2I_S^{*2} \frac{\beta \cdot \sigma \cdot \frac{X_{RN}}{R_R}}{1 + \left(\beta \cdot \frac{X_{RN}}{R_R}\right)^2}. \qquad (39)$$

Pentru aflarea mărimilor I_1 și f_2 în condițiile menționate și în prima situație este necesară determinarea cuplului limită de pe hiperbolă care este dat de relația (30) în funcție de β.

Din relațiile (38) și (34) cu notațiile:

$$K = \frac{M_{K\infty} \cdot \omega_{1N} \cdot 2\sigma T_S^2 \cdot T_R}{p \cdot p_N},$$

$$T_S = \frac{X_{SN}}{R_S},$$

$$T_R = \frac{X_{RN}}{R_R},$$

$$C_1 = T_R^2(1 + \alpha^2 \sigma^2 T_S^2) + K\gamma^2, \qquad (40)$$
$$C_2 = 2\alpha T_R T_S(1 - \sigma) - K\alpha\gamma^2,$$
$$C_3 = 1 + \alpha^2 T_S^2,$$

se obține valoarea alunecării absolute:

$$\beta = \frac{-C_2 - \sqrt{C_2^2 - 4C_1C_3}}{2C_1}. \qquad (41)$$

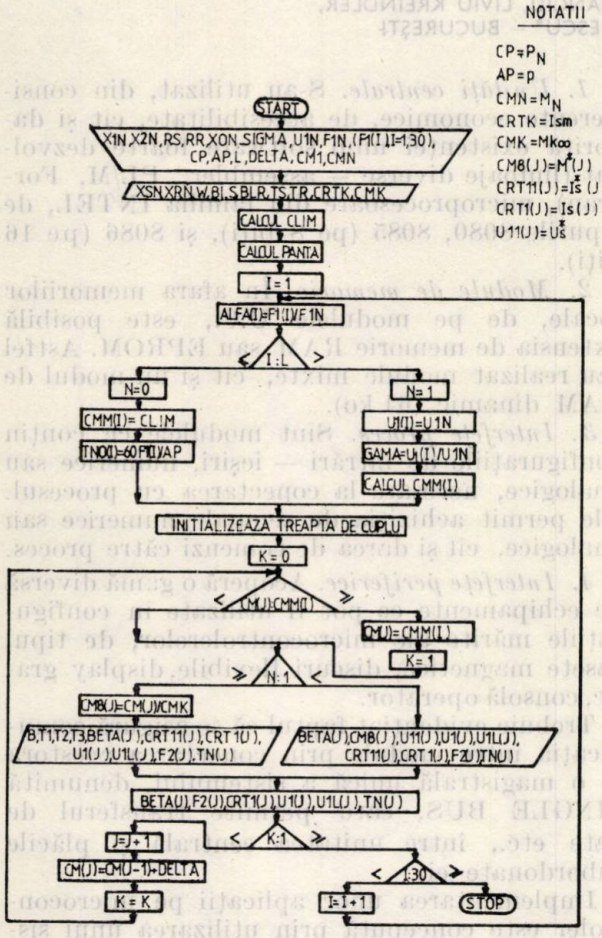


Fig. 6. Organigrama de calcul.

Înlocuind (41) în (30) se obține valoarea cuplului limită. Cuplul limită fiind cunoscut se dau variații discrete cu pasul Δ și pentru calcularea perechilor de valori $\beta(i)$, $M(i)$ pînă la cuplul maxim de pe caracteristica mecanică determinat anterior.

Folosind relațiile (34) și (38) se obține:

$$\beta = \frac{-T_2 - \sqrt{T_2^2 - 4T_1T_3}}{2T_1},$$

unde:

$$T_1 = T_R^2 + \alpha^2 \sigma^2 T_R^2 T_S^2,$$

$$T_2 = 2\alpha T_R T_S(1 - \sigma) - B(i),$$

$$B(i) = \gamma^2 T_S^2 \cdot 2\sigma \cdot T_R \frac{M_{K\infty}}{M(i)},$$

$$T_3 = 1 + \alpha^2 T_S^2.$$

În funcție de perechile de valori $M(i)$ și $\beta(i)$ se calculează tensiunea corespunzătoare domeniului pînă la f_L și curentul U^*, I^* din relațiile (38) și (39). De asemenea, valorile lui f_2 rezultă similar primului caz.

Organigrama programului în limbaj FORTRAN în acest caz este prezentată în figura 6.

Programele de calcul au fost verificate pe motorul asincron de tracțiune tip MABT 1 600—4.

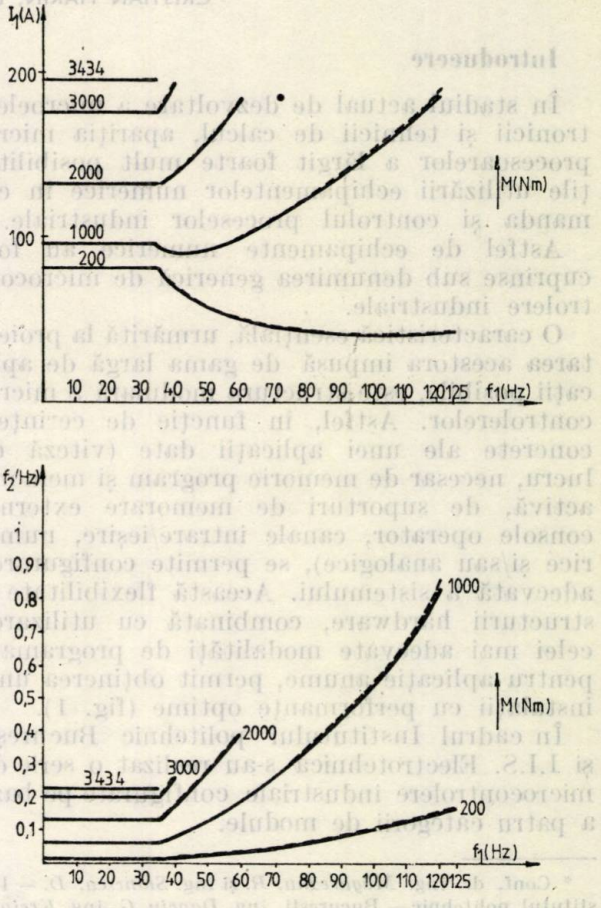


Fig. 7. Graficul mărimilor curent statoric și frecvență rotorică.

Parametrii și datele motorului sînt următorii :

— $U_{1N} = 1\,280$ V(λ) ; — $P_{scN} = 15$ kW ;

— $I_{1N} = 195$ A ; — $R_1(115°C) = 0{,}0677\,\Omega$;

— $P_N = 375$ kW ; — $P_{cuo} = 520$ W ;

— $\cos \varphi_N = 0{,}9$; — $P_{M+v} = 1130$ W ;

— $n_N = 1\,490$ rot/min ; — $P_{Fe} = 2350$ W ;

— $f_{1N} = 50$ Hz ; — $P_{cu1} = 7700$ W ;

— $I_0 = 57$ A ; — $P_{cu2} = 1950$ W ;

— $P_0 = 4$ kW ; — $s_N = 0{,}65$ % ;

— $\cos \varphi_0 = 0{,}00317$; — $M_{max}/M_N = 3{,}8$;

— $I_{sc} = 1\,775$ A ; — $M_p/M_N = 1{,}95$;

— $U_{sc} = 166$ V ; — $I_p/I_N = 9{,}1$;

— $\cos \varphi_{scN} = 0{,}267$; — $p = 2$.

S-a ales 35 Hz valoarea frecvenței f_L, pînă la care cuplul rămîne constant, de la această valoare intrîndu-se în regim de flux slăbit.

Rezultatele obținute prin rularea programelor în cele două variante sînt prezentate în graficele din figura 7.

Se observă foarte buna coincidență a rezultatelor.

Bibliografie

[1] Geregelter Drehstrom—Umkehrantrieb mit gesteuertem Umrichter nach dem Unterschwingungsverfahren, BBC—Nachrichten Arnold Schönung, Herbert Stemmler, Dezember 1964.

[2] *I. S. Gheorghiu, A. S. Fransua.* Tratat de mașini electrice, Vol. **III**, Editura Academiei R.S.R., 1971.

CZ 621.337.2

MICROCONTROLERE INDUSTRIALE
TEHNICĂ DE CALCUL

Microcontrolere industriale

RĂZVAN MĂGUREANU, GRIGORE DANCIU, LIVIU KREINDLER,
CRISTIAN MARIN, DAN STĂNESCU* — BUCUREȘTI

Introducere

În stadiul actual de dezvoltare a microelectronicii și tehnicii de calcul, apariția microprocesoarelor a lărgit foarte mult posibilitățile utilizării echipamentelor numerice în comanda și controlul proceselor industriale.

Astfel de echipamente numerice au fost cuprinse sub denumirea generică de microcontrolere industriale.

O caracteristică esențială, urmărită la proiectarea acestora impusă de gama largă de aplicații posibile, este structura modulară a microcontrolerelor. Astfel, în funcție de cerințele concrete ale unei aplicații date (viteză de lucru, necesar de memorie program și memorie activă, de suporturi de memorare externă, console operator, canale intrare/ieșire, numerice și/sau analogice), se permite configurarea adecvată a sistemului. Această flexibilitate a structurii hardware, combinată cu utilizarea celei mai adecvate modalități de programare pentru aplicație anume, permit obținerea unei instalații cu performanțe optime (fig. 1).

În cadrul Institutului politehnic București și I.I.S. Electrotehnica s-au realizat o serie de microcontrolere industriale configurate pe baza a patru categorii de module.

1. Unități centrale. S-au utilizat, din considerente economice, de accesibilitate, cît și datorită existenței unui software foarte dezvoltat (limbaje diverse — assembler, PL/M, Fortran), microprocesoare din familia INTEL, de tipurile 8080, 8085 (pe 8 biți), și 8086 (pe 16 biți).

2. Module de memorie. În afara memoriilor locale, de pe modulele U.C., este posibilă extensia de memorie RAM sau EPROM. Astfel sau realizat module mixte, cît și un modul de RAM dinamic (64 ko).

3. Interfețe proces. Sînt modulele ce conțin configurațiile de intrări — ieșiri, numerice sau analogice, necesare la conectarea cu procesul. Ele permit achiziția de semnale numerice sau analogice, cît și darea de comenzi către proces.

4. Interfețe periferice. Acoperă o gamă diversă de echipamente ce pot fi utilizate în configurațiile mărite ale microcontrolerelor, de tipul casete magnetice, discuri flexibile, display grafic, consolă operator.

Trebuie evidențiat faptul că se asigură comunicația între module prin conectarea acestora la o magistrală unică a sistemului, denumită SINGLE BUS, care permite transferul de date etc., între unitatea centrală și plăcile subordonate ei.

Implementarea unor aplicații pe microcontroler este concepută prin utilizarea unui sistem de dezvoltare (microcalculator de tipul

* Conf. dr. ing. *Măgureanu, R.* și ing. *Stănescu, D.* — Institutul politehnic — București, ing. *Danciu, G.*, ing. *Kreindler, L.* și ing. *Marin, C.* — IIS. Electrotehnica — București.

M—18, de exemplu). Aceasta permite scrierea, compilarea şi testarea programelor de aplicaţie. Varianta finală a acestora este memorată definitiv pe circuite de tip EPROM, amplasate pe microcontroler.

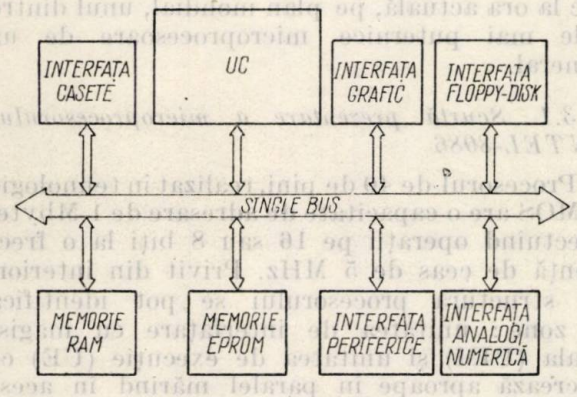


Fig. 1. Schema de principiu a microcontrolerelor.

S-au implementat programe complexe, inclusiv bazate pe un sistem de lucru multitask, în timp real, cu avantajele oferite de programarea modulară a acestor sisteme.

Se vor prezenta în continuare structura şi caracteristicile de bază ale principalelor tipuri de module ale microcontrolerelor, cît şi unele aplicaţii posibile, deja implementate.

1. UC 80

1.1. Caracteristicile de bază ale microprocesorului 8080

Microprocesorul 8080 este unul dintre cele mai răspîndite tipuri de microprocesoare existente. Pe lîngă performanţele sale (viteză de calcul, set de instrucţiuni, adresabilitate etc.) comparabile cu cele ale altor procesoare de 8 biţi, 8080 are avantajul deloc neglijabil, al disponibilităţii de limbaje şi programe într-o foarte largă gamă, atît de la firma producătoare, INTEL, cît şi de la numeroşii utilizatori.

Întreaga gamă de operaţii ale procesorului se efectuează prin intermediul a trei magistrale externe : magistrala de adrese, prin care se configurează locaţia de memorie (sau port) cu care se operează şi care are 16 biţi, adresabilitatea maximă fiind astfel de 64 ko memorie, şi 256 porturi *I/O* ;

— magistrala de date, care vehiculează datele de la/ la microprocesor, la /de la memorii sau porturi, organizată pe 8 biţi ;

— magistrala de control, prin care se cunoaşte operaţia efectuată la un moment dat, permiţînd selectarea celulei de memorie (port) dorite.

Ca structură internă, în esenţă, procesorul conţine o unitate de decodificare a instrucţiunilor, o unitate aritmetică-logică, registre de 16 biţi pentru adresa de program curentă şi valoarea stivei programului, 6 registre de uz general de 8 biţi, adresabile individual şi/sau pe perechi, şi un acumulator cu posibilităţi de operare mărită. Există, de asemenea, un registru cu indicatori ai rezultatului unei operaţii aritmetice sau logice, ce pot fi testaţi, permiţînd operaţii condiţionate.

Cele 73 de instrucţiuni ale lui 8080 pot fi grupate, în esenţă, în următoarele tipuri :

— de transfer (între registre, sau între la memorie şi registre) ;
— de salt (condiţionat sau nu) ;
— apelare (revenire) de subrutine ;
— aritmetice, logice (între acumulatori şi registre sau memorie) ;
— operaţii cu stiva ;
— alte instrucţiuni, cu caracter special.

Frecvenţa de lucru a procesorului este maxim 2 MHz. Durata medie a unei instrucţiuni este de 5 μs.

Procesorul poate lucra în întreruperi, necesitînd în acest caz un controler extern de întreruperi, de tipul 8259 sau similar.

1.2. Structura modulului UC 80

Modulul de unitate centrală conţine următoarele elemente (fig. 2).

— microprocesorul 8080 ;
— circuitul generator de semnal de ceas al sistemului, 8224 ;
— circuitul generator al semnalelor de control (citire, scriere, din/în memorie sau port, întrerupere), 8228 ;
— memorie locală : EPROM, 12 ko, implementată cu circuite de tipul 2716, de 2 ko fiecare ; memorie RAM static, 2 ko, implementată cu circuite de tipul 2102 (un kbit/chip).

Această structură oferă un spaţiu suficient pentru o gamă relativ largă de aplicaţii, ca necesar de memorie program şi de lucru.

Trebuie menţionat că este posibilă localizarea după dorinţă, a adreselor de amplasare a memoriei, în gama de 64 ko posibili.

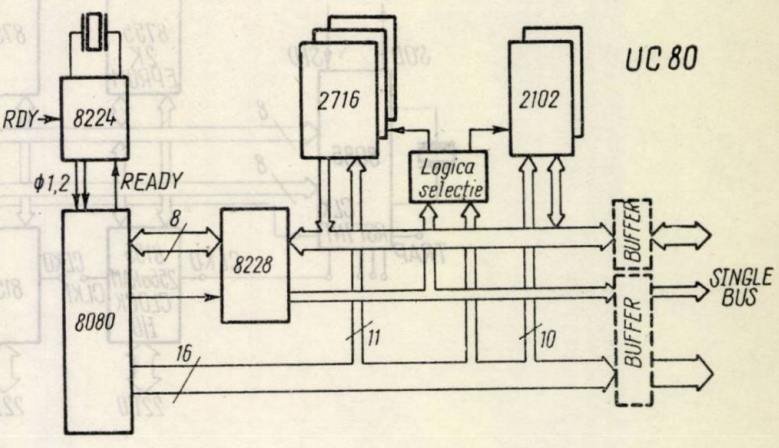


Fig. 2. Modulul UC 80.

2. UC 85

2.1. Microprocesorul 8085

Este un procesor cu set de instrucțiuni identic cu al lui 8080 (plus două instrucțiuni noi). Prin multiplexarea parțială a magistralei de adrese se implementează elemente noi față de acesta și anume : o intrare și o ieșire utilizabile pentru conectarea directă, serială, la o consolă (elimină necesitatea circuitului de tip USART) ;

— 4 nivele de întrerupere, direct la pinii procesorului ;

— generarea semnalului de ceas cît și a semnalelor de control este făcută de către procesor (eliminarea necesității circuitelor 8224 și 8228). În plus, viteza de lucru este sporită, (frecvența de lucru pînă la 5 MHz).

2.2 Structura modulului UC 85

Modulul de unitate centrală cu 8085 este configurat diferit de UC 80, folosindu-se circuite implementabile în structuri care conțin procesorul 8085. Astfel, se utilizează ca memorie-program, circuite de tipul 8755, care conțin, pe lîngă 2 ko de memorie EPROM, și 16 biți de *I/E*, programabili ca funcționare (două circuite pe modul). Modulul mai are și două circuite de tipul 8155, care conțin, fiecare, 256 octeți RAM, un ceas programabil de 14 biți, și 22 biți *I/E* programabili. Utilizînd și posibilitatea de legare serială directă de la procesor la o consolă, acest modul oferă o structură mai puternică decît UC 80 (elimină necesitatea utilizării uzuale a modulului INTERPER cu circuite specializate — ceas programabil, USART, porturi *I/E*, controler întreruperi). El poate fi folosit ca urmare în multe aplicații (cu program sub 4 ko), de sine stătător (la programe mai mari, împreună cu module de tip RAM—EPROM, sau RAM dinamic (fig. 3).

3. UC 86

Unitatea centrală UC—86 reprezintă un microsistem cu resurse limitate, conceput în jurul microprocesorului de 16 biți INTEL-8086. Performanțele net superioare ale acestuia îl fac la ora actuală, pe plan mondial, unul dintre cele mai puternice microprocesoare de uz general.

3.1. Scurtă prezentare a microprocesorului INTEL-8086

Procesorul de 40 de pini, realizat în tehnologie HMOS are o capacitate de adresare de 1 Mbyte, efectuînd operații pe 16 sau 8 biți la o frecvență de ceas de 5 MHz. Privit din interior, în structura procesorului se pot identifica 2 zone : unitatea de interfațare cu magistrala (UIM) și unitatea de execuție (UE) ce lucrează aproape în paralel mărind în acest fel viteza de lucru a sistemului. Funcționarea aceasta se bazează pe existența unui număr de registre cu funcții precise :

a — registre de uz general (AX, BX, CX, DX) ce pot fi adresate pe 8 sau 16 biți și pot fi folosite în toate operațiile curente ;

b — registre index pe 16 biți (SP, BP, SI, DI) folosite pentru adresarea stivei și a operanzilor din memorie ;

c — registru de indicatori care conține 9 biți de informație cu posibilități individuale de acces. Acești biți reflectă o anumită stare ca rezultat al unei operații aritmetico-logice (0, depășire, transport/împrumut, transport intermediar, semn etc.) ;

d — registre segment pe 16 biți (CS, DS, SS, ES) care ajută la calcularea adresei efective (pe 20 biți) și care permit segmentarea logică a memoriei în zona de cod, date, stiva sau zona de date speciale. Fiecare zonă (seg-

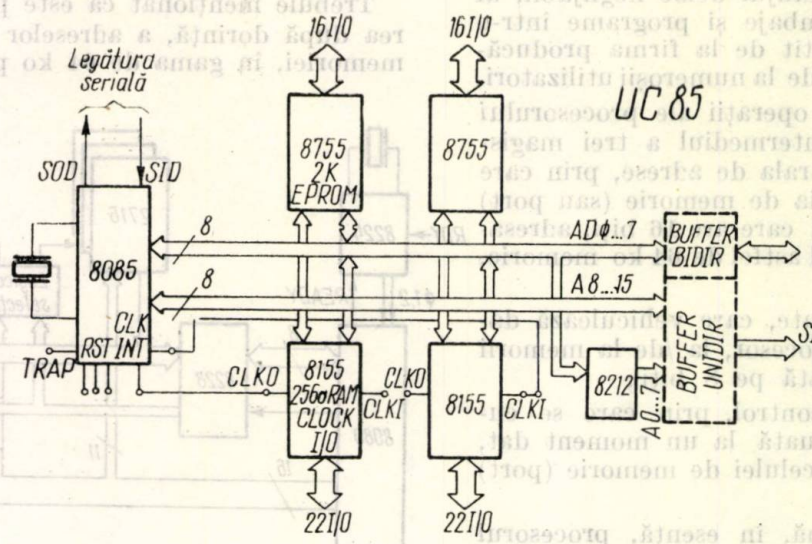


Fig. 3. Modulul UC 85.

ment) ocupă 64 kbyte aşezaţi oriunde în cuprinsul celor 1 Mbyte, existînd şi posibilitatea suprapunerii segmentelor.

Memoria se poate adresa pe 8 sau 16 biţi în 24 de moduri de adresare folosind registrele prezentate anterior. De asemenea, se pot adresa direct 256 porturi *I/O* şi indirect 64 k porturi.

Repertoriul de instrucţiuni cuprinde în plus faţă de 8080 pe lîngă instrucţiuni adaptate structurii mai complicate, instrucţiuni cu totul noi ca de pildă :

— înmulţiri/împărţiri pe 8 sau 16 biţi cu sau fără semn ;
— ajustări de cod ;
— manipulări de şiruri de octeţi ;
— iteraţii, WAIT, pas-cu-pas etc.

În ce priveşte interfaţarea trebuie spus că procesorul are o singură magistrală multiplexată pentru date şi adrese. Opţional prin conectarea corespunzătoare a unui pin, procesorul poate funcţiona în configuraţie minimă sau medie-maximă. În primul caz procesorul îşi emite singur semnalele de control (READ, WRITE, M/IO etc). În al doilea caz procesorul emite doar nişte informaţii către un controler de magistrală (8288) care produce semnalele de control.

3.2. Arhitectura modulului UC-86

Sistemul care s-a proiectat a avut în vedere o structură de complexitate medie, după cum se poate observa în figura 4.

Microprocesorul emite semnale de stare către controlerul de magistrală 8288 şi îşi trimite

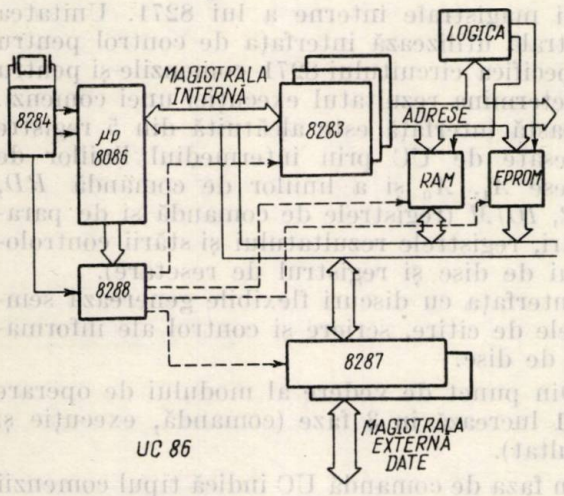


Fig. 4. Modulul UC 86.

magistrala multiplexată de date şi adrese. El primeşte semnale de READY, ceas şi iniţializare de la circuitul 8284, generator de ceas. De pe magistrala de adrese/date în prima parte a oricărui ciclu de magistrală se culeg adresele care sînt memorate în latch-urile 8283. De aici o logică de decodificare selectează zona de memorie internă dorită, selectează accesul pe magistrala externă şi transmite semnale de confirmare de transfer către 8284.

Modulul are ca resurse interne 8 circuite RAM, 2114 (4 kbyte) şi 4 circuite EPROM 2716 (8 kbyte). Aceste resurse sînt suficiente pentru majoritatea aplicaţiilor curente. În caz de necesitate se pot cupla pe magistrala externă resurse noi după cum se va arăta ulterior.

4. Modul de memorie RAM-EPROM

Acesta reprezintă un modul necesar la extensia de memorie a unităţilor centrale. El conţine 12 kbyte de memorie EPROM, implementată cu circuite de tipul 2716 şi 4 kbyte de memorie RAM (cu circuite 2102) timpul de acces este de 450 ns pentru circuitele EPROM şi 350 ns pentru RAM.

Se remarcă două caracteristici ale modulului :

— adresa de bază a modulului este configurabilă după necesităţi (ocupînd o pagină de 16 ko) ;
— ca şi la celelalte module comune este prevăzută configurarea adaptată, în funcţie de procesorul folosit, funcţionarea pe 8 sau 16 biţi.

Schema-bloc a modulului se poate urmări în figura 5.

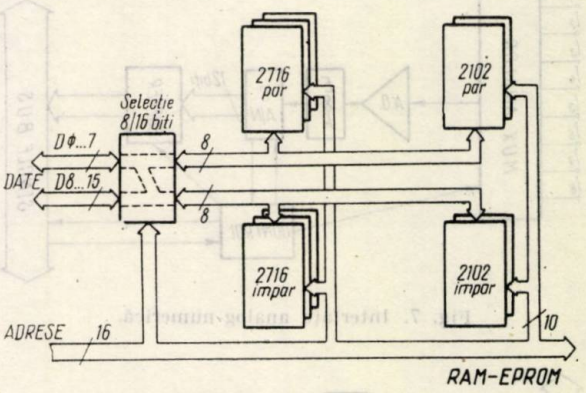


Fig. 5. Modulul RAM—EPROM.

5. Modulul de memorie RAM dinamică

Modulul de memorie dinamică conţine 64 ko de memorie dinamică 2117 pe o plachetă (fiecare circuit conţine 16 kbiţi). Timpul de acces la memorie este de 350 ns. Matricea de memorie este organizată pe 4 rînduri a cîte 8 circuite fiecare. Fiecare grupă de 16 ko (rînd) poate fi activată separat (în cazul funcţionării în sistem microprocesor pe 8 biţi sau pot fi activate simultan 2 rînduri de memorie pentru transferul unui cuvînt în cazul sistemelor microprocesor pe 16 biţi.

Selectarea memoriei şi logica de împrospătare a ei sînt realizate cu ajutorul unui circuit controlor de memorie dinamică (8202).

Zonele de pini existente pe placă permit configurarea transferului de date pe 8 sau 16 biţi şi în acelaşi timp permit plasarea memoriei de 64 ko în orice zonă din spaţiul virtual de memorie pe care îl poate adresa microprocesorul 8086 (fig. 6).

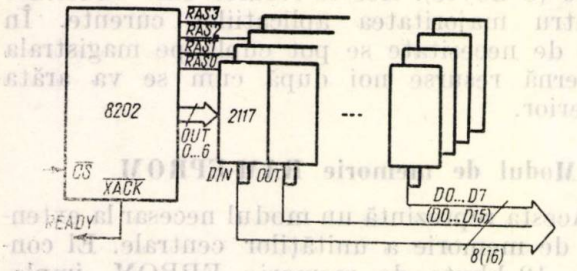


Fig. 6. Modulul memorie dinamică.

6. Interfaţa analogică

Interfaţa este proiectată să permită cuplarea microcontrolerului la diverse procese caracterizate prin număr de parametri limitat, dar cu viteză mare de lucru. Placa prezintă un modul de achiziţii de date cu 8 canale diferenţiale de intrare şi două canale de ieşire. Schema canalelor de intrare este în figura 7, iar cea a canalelor de ieşire în figura 8.

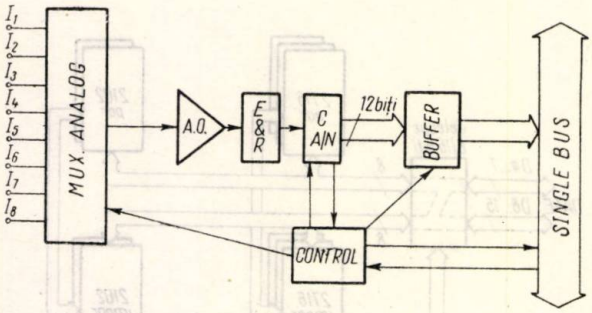


Fig. 7. Interfaţa analog-numerică.

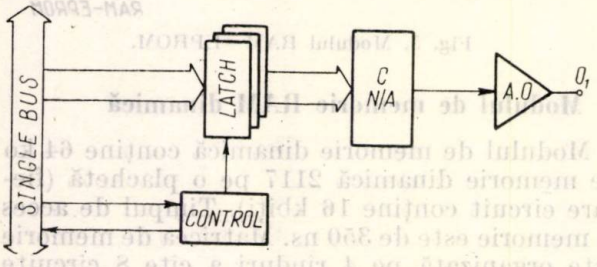


Fig. 8. Interfaţa numeric-analogică.

Modulul este proiectat astfel încît transferurile celor 12 biţi ai convertoarelor să se facă cu magistrale atît de 8 cît şi 16 biţi. La citirea de date se observă utilizarea unui multiplexor analogic, a unui amplificator operaţional şi unui circuit cu eşantionare şi reţinere necesar în cazul lucrului cu semnale rapid variabile în timp. Urmează apoi un convertor A/N pe 12 biţi, rapid. Pe întreg lanţul de conversie se obţine un timp de lucru sub 30 μs. Tot acest lanţ este inclus într-un circuit hibrid de tip MDAS-8D. Se mai poate observa existenţa bufferului de interconectare cu magistrala controlerului şi logica de decodificare, comandă şi control.

În cazul canalelor de ieşire se folosesc 2 scheme ca în fig. 8. Convertorul N/A pe 12 biţi DAC-80-I are nevoie de date stabile la intrare, asigurate prin 3 latch-uri 7495. Datorită ieşirii în curent cît şi pentru protecţia la scurtcircuit se utilizează la ieşire un amplificator operaţional, de preferinţă rapid.

7. Modulul interfaţă cu discul flexibil

Modulul realizează comunicarea între sistemul de calcul şi unitatea de discuri flexibile, permiţînd citirea şi scrierea informaţiei pe suportul magnetic, precum şi generarea, interpretarea şi verificarea unor informaţii specifice înregistrării pe disc.

Circuitul principal care asigură această interfaţă este controlorul de disc flexibil 8271. Acesta este un circuit integrat LSI, proiectat pentru a realiza interfaţa între un sistem microprocesor pe 8 biţi şi 1 pînă la 4 unităţi de discuri flexibile minimizînd hardware-ul şi software-ul asociat cu controlul unor unităţi de discuri flexibile.

Din punct de vedere al structurii interne 8271 este alcătuit din două blocuri care realizează interfaţa cu unitatea centrală a sistemului şi respectiv cu unitatea de disc flexibil. Cele două blocuri comunică prin intermediul unei magistrale interne a lui 8271. Unitatea centrală utilizează interfaţa de control pentru a specifica circuitului 8271 comenzile şi pentru a determina rezultatul execuţiei unei comenzi. Această interfaţă este alcătuită din 5 registre adresate de UC prin intermediul liniilor de adrese A_1, A_0 şi a liniilor de comandă RD, WR, IO/M (registrele de comandă şi de parametri, registrele rezultatului şi stării controlorului de disc şi registrul de resetare).

Interfaţa cu discuri flexibile generează semnalele de citire, scriere şi control ale informaţiei de disc.

Din punct de vedere al modului de operare 8271 lucrează în 3 faze (comandă, execuţie şi rezultat).

În faza de comandă UC indică tipul comenzii şi parametrii ei în cele două registre ale lui 8271, după care 8271 intră în faza de execuţie generînd semnalele corespunzătoare spre unitatea de disc.

În faza de citire a rezultatului UC citeşte registrele controlorului de disc pentru a determina rezultatul operaţiilor programate în prima fază.

Transferul datelor se poate realiza în mod DMA (acces direct la memorie) sau prin intermediul UC a sistemului.

În cazul transferului DMA este necesară prezența circuitului 8257 care generează în mod secvențial adresele de memorie și semnalele de comandă pentru realizarea transferului direct între memorie și controlorul de disc, începînd cu o adresă de memorie fixată de UC. Schema modulului este prezentată în figura 9.

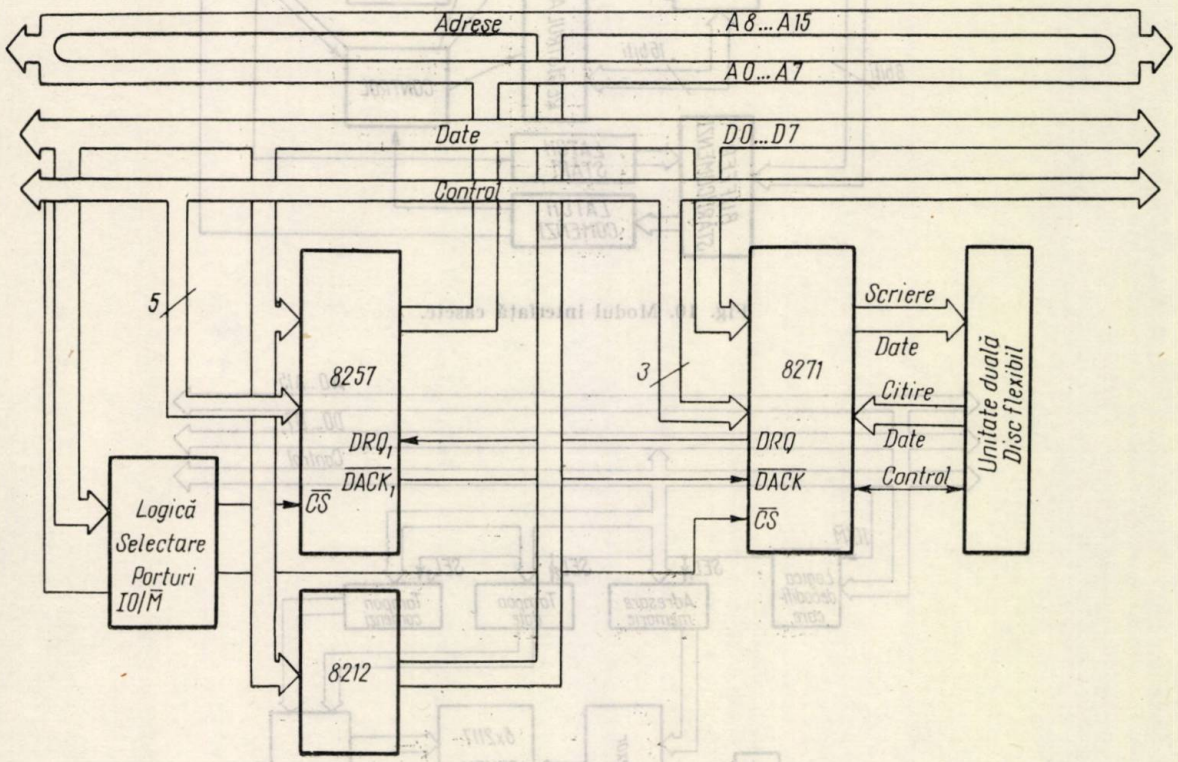


Fig. 9. Modul interfață cu disc flexibil.

8. Interfața cu caseta magnetică

Pentru memoria pe suport magnetic s-a apelat și la o unitate de casetă magnetică UCM—101—1 producție FEPER. Aceasta permite o viteză maximă de transfer de 8 000 biți/s la o viteză de benzii de 10 inch/s. S-a preferat înregistrarea semnalelor în tehnica „Bi-Phase-Level" care reduce la minim rata erorilor. În această tehnică un „1" este reprezentat de o tranziție $N — S$, iar „0" de o tranziție inversă. De altfel acest cod de înregistrare este de acord cu standardele ANSI/ECMA.

Interfața poate funcționa opțional pe 8 sau 16 biți. Ea conține două registre de deplasare de 16 biți cu posibilitate de încărcare paralel (fig. 10). Funcționarea lor este alternativă: cînd registrul A scrie/citește de pe banda magnetică, registrul B poate fi folosit la I/O, iar cînd registrul A s-a golit (umplut), începe B să fie folosit pentru scriere/citire. Datele seriale sînt trecute printr-un formator și apoi înscrise pe bandă. De pe bandă, datele citite de un bloc de citire, sînt apoi citite paralel de UC. În momentul comutării de pe A pe B se trimite simultan sistemului un mesaj (de exemplu pe întreruperi) pentru a se iniția operația de I/O. În cazul funcționării defectuoase sau întîrziate, se transmit semnale de eroare. Ca o consecință a structurii prezentate, rezultă necesitatea efectuării unui transfer în cazul lucrului pe 16 biți odată la cel puțin 2 ms timp în care procesorul are timp să efectueze alte sarcini (inclusiv verificări de eroare). Evident, asociat cu această structură apare necesitatea coordonării cu un sistem de operare (eventual numai niște rutine I/O legate de programul utilizator) adecvat, livrabil odată cu microcontrolerul.

Mai este de observat că derulorul UCM-101-1 folosește pentru reglarea vitezei de derulare o pistă preînregistrată la 1 600 FCI (schimbări de flux/inch). În acest fel se îmbunătățește fiabilitatea, singurele părți de mișcare fiind motoarele de antrenare și în același timp se compensează eventualele deformări ale suportului magnetic.

9. Modulul interfeței cu display-ul grafic

Plachetele care alcătuiesc modulul asigură conectarea la sistem a unui monitor TV ca

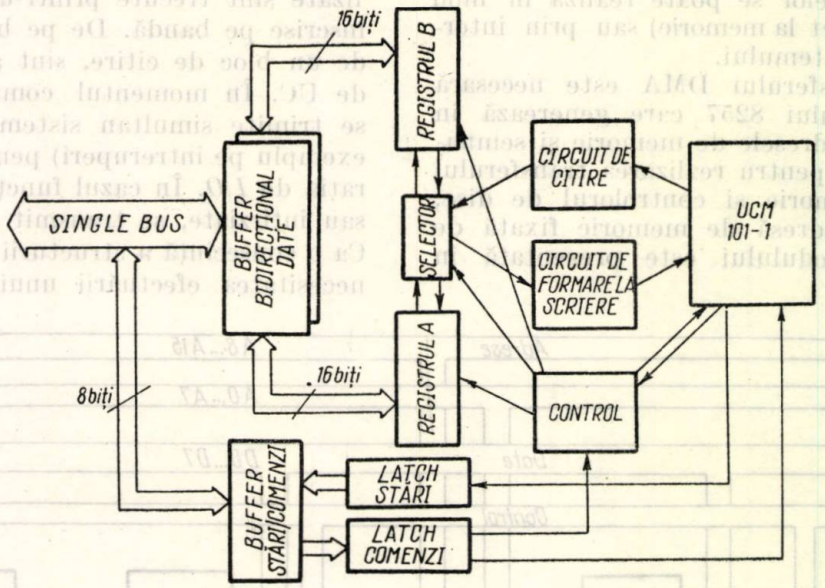


Fig. 10. Modul interfață casete.

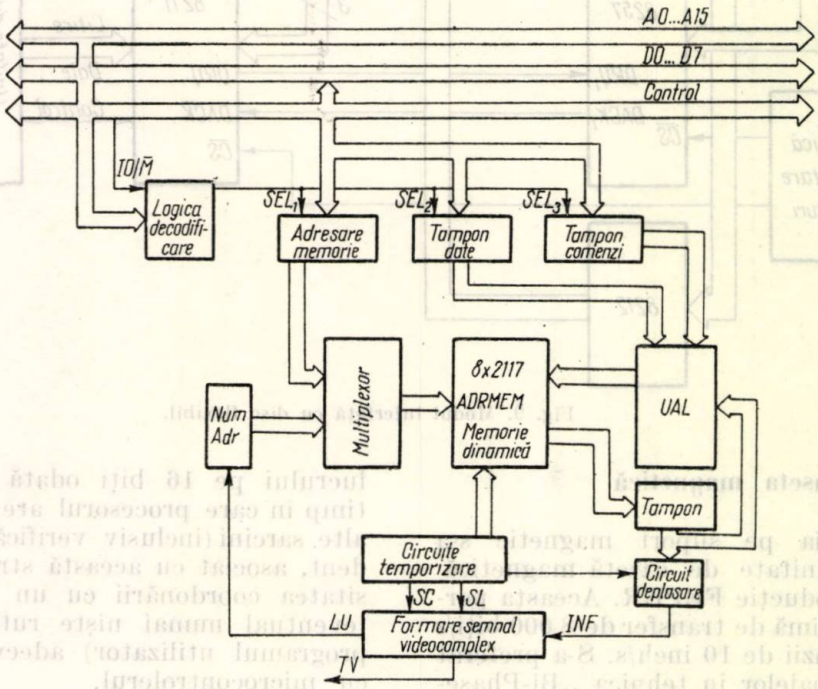


Fig. 11. Modul interfață display grafic.

terminal grafic și alfa numeric. Blocul de memorie de 16 ko citit în ritmul semnalelor de sincronizare linii și cadre SL și SC, oferă posibilitatea vizualizării a 256 linii × 512 puncte. Fiecărui bit memorat „1" îi corespunde un punct aprins pe ecran. Actualizarea memoriei dinamice cu date noi (deci reactualizarea imaginii de pe monitor) se face prin intermediul unor porturi de ieșire conectate la magistrala sistemului (fig. 11). Operațiile necesare între datele existente în memorie și cele primite de la sistem sînt executate de unitatea aritmetico-logică. Se utilizează explorarea întrețesută a ecranului cu o frecvență a cadrelor de 50 Hz.

Blocurile care compun interfața grafică sînt :

— blocul circuitelor de comandă a monitorului TV ;

— blocul memoriei de reimprospătare ;

— unitatea aritmetică și logică și interfață.

Semnalul sincrocomplex necesar pentru comanda monitorului TV este format prin combi-

narea semnalului de informaţie (INF) cu semnalele de sincronizare linii (SL) şi cadre (SC) generate de sincrogenerator. Sincronizarea informaţiei cu semnalele SL şi SC se realizează cu semnalul linie utilă LU, format din combinarea semnalelor de stingere pe linii şi cadre. Blocul de memorie cuprinde 8 circuite 2 117 avînd o capacitate de 16 ko fiecare, permiţînd vizualizarea unei imagini formate din 256 linii × 512 puncte.

Memoria este citită continuu în ritmul liniilor şi cadrelor, informaţia conţinută în ea fiind transferată într-un registru de deplasare şi scoasă pe linia INF. În cazul operaţiilor de citire din memorie adresa memoriei de împrospătare este furnizată de un numărător de adresă, iar în cazul operaţiilor de scriere este furnizată de bufferul de adresă încărcat de unitatea centrală. Selectarea adresei se face prin intermediul multiplexorului. Unitatea aritmetică şi logică asigură operaţiile necesare între datele existente în memorie şi cele trimise pe magistrala sistemului, permiţînd reactualizarea imaginii pe ecran. Conectarea interfeţei grafice la magistrala de date se realizează prin intermediul unor linii bidirecţionale cu circuite cu trei stări.

10. Exemple de utilizare a microcontrolerelor

În continuare se vor descrie, în principiu, cîteva dintre aplicaţiile implementate pe baza familiei de microcontrolere prezentate.

10.1. Telesemnalizarea, telemăsura şi telecomanda în staţiile de comandă

Sistemul implementat cu un microprocesor 8080 (sau 8085) permite telesemnalizarea poziţiilor diverselor echipamente dintr-o staţie de transformare, telemăsura mărimilor importante (curenţi, tensiuni, puteri) şi telecomanda unora dintre echipamente (întreruptoare). Sistemul este cuplat printr-o legătură serială la un minicalculator dispecer central prefigurînd realizarea unei reţele distribuite de supervizarea prin calculator a staţiilor de transformare.

S-a utilizat, la implementarea programului de aplicaţie un sistem de operare în timp real, de tipul RMX-80. Acesta oferă avantajele organizării multisking a programului cu posibilitatea dezvoltării şi măririi gamei de operaţii efectuate, prin adăugarea de noi taskuri pe lîngă cele deja configurate. Perioada de scanare a echipamentelor din staţie, care dă deci eroarea maximă de detectare a evenimentelor din staţie, este de 50 ms. Programul are 25 ko memorie program şi aproximativ 2 ko memorie RAM.

10.2. Sistem de achiziţie de date

Una dintre aplicaţiile posibile ale microcontrolerelor industriale este achiziţia, stocarea, prelucrarea şi afişarea semnalelor analogice. În acest scop a fost dezvoltat un pachet de programe în timp real, care permite realizarea funcţiilor menţionate. Programul este realizat în stil monitor şi permite o achiziţie flexibilă a datelor. Există 3 categorii de comenzi:

— comenzi de achiziţie a datelor INP;
— comenzi de afişare a datelor OUT;
— comenzi de prelucrare a datelor memorate în diverse fişiere (prelucrările pot fi de tip scalar maxim, minim, timp de creştere, perioadă etc.) sau de tip vectorial (analiză în frecvenţă).

Comenzile de achiziţie şi afişare permit definirea unor parametri cum ar fi: cuanta de eşantionare pe fiecare canal, definirea modului de sincronizare, durata timpului de achiziţie pe fiecare canal, detectarea de limită, filtrarea numerică, lupa de timp etc.).

10.3. Traductor numeric de poziţie, viteză şi acceleraţie

Un exemplu de aplicare a microprocesorului 8086 îl constituie traductorul numeric de poziţie, viteză şi acceleraţie. Funcţionarea lui se bazează pe prelucrarea informaţiei codificată în fază primită de la un rezolver. Sistemul cuprinde un circuit cu captură de fază (PLL), care alimentează rezolverul cu două tensiuni cu frecvenţă variabilă. Un sistem de 3 numărătoare, citite la perioade de timp bine precizate dă informaţii despre poziţie, viteză şi acceleraţie. Aceste informaţii sînt apoi prelucrate de microprocesorul care furnizează valorile celor trei mărimi reprezentate numeric. Sistemul prezintă numeroase avantaje dintre care principalele sînt:

— livrarea numerică a celor 3 mărimi simultan, cu o precizie foarte bună (16 biţi) şi timp de răspuns mic; pentru creşterea preciziei între momentele de eşantionare procesorul efectuează calcule de extrapolare încă în cîteva puncte (de exemplu 4);
— rata de eşantionare este constantă;
— interfaţare directă şi comodă cu un echipament de comandă numerică;
— simplitate relativă a sistemului.

Concluzii

Crearea unei serii modularizate de microcontrolere industriale permite înlocuirea logicii cablate cu logică programată, fapt care are ca urmare o mare flexibilitate şi posibilitatea reconfigurării sistemului în funcţie de aplicaţia implementată.

Aplicaţiile se construiesc în acest mod configurînd modulele fizice care compun seria şi folosind pachete de programe, care lucrează sub controlul unui sistem de operare în timp real. Datorită avantajelor prezentate microcontrolerele au largi aplicaţii în probleme de reglare numerică, achiziţie de date, supravegherea proceselor industriale, înlocuirea logicii con-

venţionale, robotică, comanda acţionărilor electrice, bioinginerie, etc.

Bibliografie

[1] ***, 8080, 8085 User's MANUAL, 1978, INTEL CORP.

[2] ***, PLM-80 PROGRAMMING MANUAL, 1978, INTEL CORP.

[3] ***, IAPX 86, 88 USER'S MANUAL, 1981, INTEL CORP.

[4] ***, PLM-86 PROGRAMMING MANUAL, 1980, INTEL COPR.

[5] *Fransua, Al., Măgureanu, R., Danciu, G., Kreindler, L., Marin, C., Stănescu, D.* Industrial microcontroller of type „Electrotehnica", (C—129). In Proceedings of the third national Conference on Electrical Drives, Braşov, 1982.

[6] *Măgureanu., R, Andronescu, C., Danciu, G.* Measurement system of position, speed and angular acceleration based on INTEL 8086 microprocessor, (C—101), in Proceedings of the third national Conference on Electrical Drives, Braşov, 1982.

[7] *Fransua, Al., Măgureanu, R., Stănescu, D.* Comanda optimală cu ajutorul unui microcontroler industrial MCI 86 a unui manipulator inteligent acţionat cu motoare pas cu pas. Acţionări electrice, vol. 6, p. 81, Conferinţa naţională de electrotehnică şi de energetică, Timişoara, 1982.

[8] *Măgureanu, R., Andronescu, G., Danciu, G., Kreindler, L., Marin, C.* Sistem numeric de poziţionare implementat, pe baza unui microcontroler MCI 86, Acţionări electrice, vol. 6, p. 119, Conferinţa naţională de electrotehnică şi de energetică, Timişoara, 1982.

[9] *Katz, P.* Digital control using microprocessors, Prentice Hall, 1981.

[10] *Auslander, D., Sagues, P.* Microcprocessors for measurement and control, Mc Graw — Hill, 1981.

CZ 621.315.612 : 621.315.616.05

MATERIALE ELECTROIZOLANTE
RĂŞINĂ MELAMINOFORMALDEHIDICĂ

Răşini melaminoformaldehidice pentru materiale stratificate electrotehnice

GRIGORE NICOLA* — BUCUREŞTI

În lucrările publicate anterior s-a arătat că răşinile melaminoformaldehidice conferă materialelor stratificate şi prafurilor de presare înalte proprietăţi mecanice şi electrice atît în condiţii normale de umiditate şi de temperatură, cît şi în medii cu climat tropical tip THA [1, 2]. De asemenea s-a arătat că piesele obţinute din produsele avînd ca liant răşina melaminoformaldehidică au o excelentă comportare la lumina solară, la agenţi chimici, la foc, la arcul electric, calităţi ce le fac încă utilizabile atît ca izolanţi electrici, cît şi la fabricarea bunurilor de larg consum [3, 4].

Răşinile melaminoformaldehidice se obţin prin condensarea formaldehidei cu melamina la un raport molar formaldehidă/melamină variind de la 2 la 3, în prezenţa de catalizatori bazici, [5, 6], şi la un pH al soluţiei de formaldehidă variind între 7 şi 10, [6, 7].

În scopul creşterii rezistenţei termice, reducerii contracţiei la presarea pieselor cu armături metalice, precum şi pentru creşterea rezistenţei la umiditate, în cazul în care nu se pune problema colorării în nuanţe deschise, răşinile melaminoformaldehidice se modifică cu alte tipuri de răşini, ca de exemplu răşinile fenoloformaldehidice [8]. Studiul privind obţinerea unor astfel de răşini melaminoformaldehidice modificate cu răşini fenoloformaldehidice va fi prezentat într-o lucrare ce se va publica într-un număr viitor. Consideraţii tehnico-economice privind necesitatea fabricării răşinilor melaminoformaldehidice în ţară au fost prezentate în lucrarea [6].

* Ing. *Nicola, Gr.* — Intrepr. de cabluri şi materiale electroizolante — Bucureşti.

Lucrări experimentale

Lucrări experimentale de laborator. În lucrările publicate anterior s-a prezentat studiul obţinerii prafurilor de presare electrotehnice, preparate din răşină melaminoformaldehidică obţinută în fază de laborator [1], proprietăţile lor, precum şi comportarea lor în climat tropical tip THA [2].

În cursul anilor 1970—1975, la Întreprinderea de cabluri şi materiale electroizolante — Bucureşti s-au făcut cercetări de către autor în scopul obţinerii de materiale stratificate cu suport de hîrtie, care să aibă bune proprietăţi mecanice şi electrice în condiţii normale de temperatură şi umiditate, precum şi în medii cu umiditate ridicată şi să fie la nivelul produselor fabricate în alte ţări, cu materii prime mai scumpe. Pentru obţinerea unui astfel de material stratificat s-a folosit o răşină melaminoformaldehidică, preparată în mod similar cu cea prezentată în lucrarea [1] şi diferite hîrtii de impregnare existente în ţară.

Pentru acest scop s-a folosit o răşină melaminoformaldehidică preparată astfel :

Într-un vas de reacţie de laborator cu o capacitate de 25 l, prevăzut cu agitator, manta de încălzire, serpentină de răcire cu apă, con-

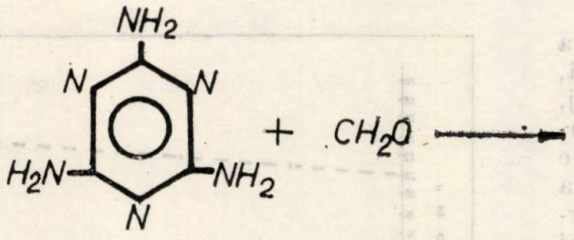
densator, şi aparatură pentru reglarea şi controlul temperaturii, se adaugă soluţia de formaldehidă sub reflux şi răcire. Soluţia de formaldehidă s-a adus la un pH de 7,2, cu ajutorul catalizatorului şi apoi s-a adăugat melamina. Rolul catalizatorului în această reacţie este de a neutraliza acidul formic rezultat din formaldehidă conform reacţiei :

$$\underset{\text{formaldehidă}}{2\,CH_2O} \xrightarrow{H_2O} \underset{\text{metanol}}{CH_3OH} + \underset{\text{acid formic}}{HCOOH}$$

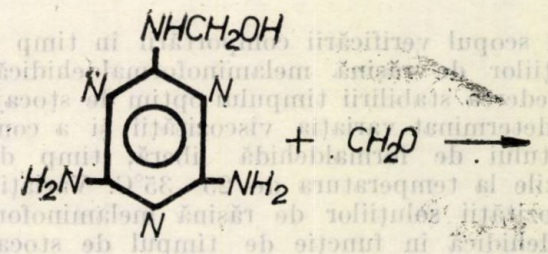
şi de a amorsa reacţia de condensare. Deci, pentru a se consuma o cantitate cît mai mică de catalizator este necesar să se folosească o soluţie de formaldehidă stabilizată, în caz că nu este posibil acest lucru se va folosi o soluţie de formaldehidă proaspăt preparată.

Reacţiile posibile care pot avea loc între catalizator şi formaldehidă şi între acidul formic şi catalizator fiind reacţii secundare nu se vor prezenta în această lucrare.

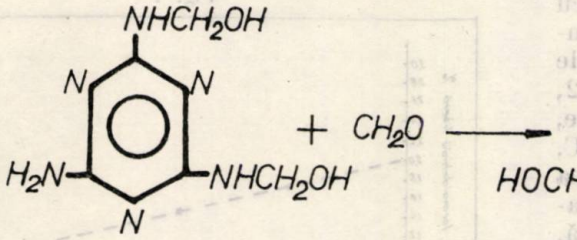
S-a fixat temperatura la 65°C, s-a cuplat sistemul de încălzire şi s-a menţinut sub reflux pînă la dizolvarea completă a melaminei în soluţia de formaldehidă. În această fază a condensării răşinii are loc adiţia de molecule de formaldehidă la melamină şi apar monodi- şi trimetilolmelaminele conform reacţiilor următoare :



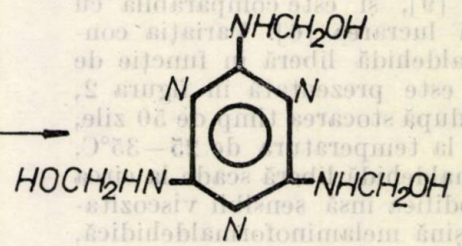
melamina sau 1,3,5 triamino 2,4,6 triazina — formaldehida



1 monometilolmelamina sau 1 metilol 3,5 diamino 2,4,6 triazină — formaldehidă



1,3 dimetilolmelamină sau 1,3 dimetilol-5 amino 2,4,6 triazină — formaldehida



1,3,5 trimetilolmelamina sau 1,3,5 trimetilol 2,4,6 triazina

Continuînd însă condensarea şi ridicînd treptat temperatura în masa de reacţie dimetilol şi trimetilolmelaminele reacţionează între ele şi conduc la produse care sînt infinit solubile în apă. Produsele acestea au, în mare parte, o structură predominantă conform structurii A.

Continuînd încălzirea şi ridicînd treptat în continuare temperatura în masa de reacţie la 75—80°, produsele cu structura predominantă A intră în reacţie între ele, cu eliminare de apă, iar grupele aminice libere reacţionează şi ele cu formaldehida liberă, prezentă în masa de reacţie. În această fază a condensării produsele rezultate au o solubilitate limitată în apă de 1/5—1/6 p^+. Reacţia de condensare a răşinii se consideră terminată, răcindu-se rapid reactorul cu apă de răcire. Răşina melaminoformaldehidică în această fază a reacţiei conţine produse cu o structură predominantă conform formulei „structurale B".

După răcire la temperatura camerei soluţia apoasă de răşină melaminoformaldehidică s-a diluat cu alcool etilic. Răşina melaminoformaldehidică astfel preparată a avut următoarele caracteristici principale :

— conţinut în substanţe nevolatile.....54,6%;

— vîscozitatea soluţiei la temperatura de 20°C, cupa Ø—4 mm° ... 20,3 s;

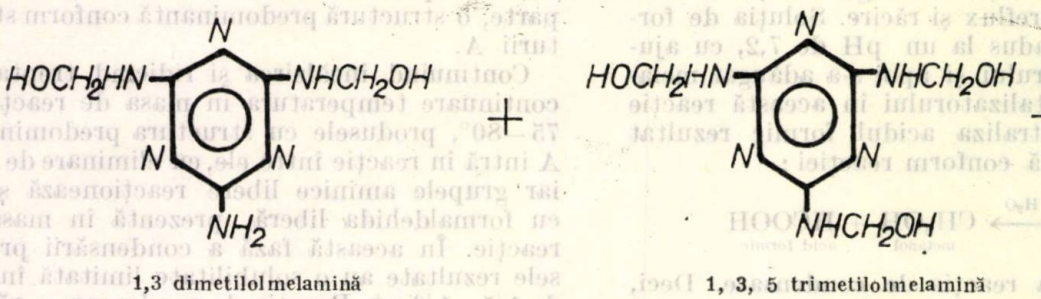
— timp de gelifiere la temperatura de 160°C ... 72 s;

— conţinut în formaldehidă liberă**...2%.

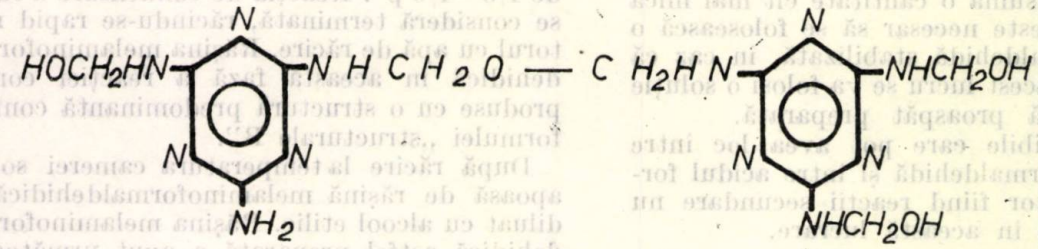
* 1 parte de soluţie de răşină melaminoformaldehidică se tulbură cu 5 părţi sau 6 părţi apă.

** Determinare conform lucrării [6].

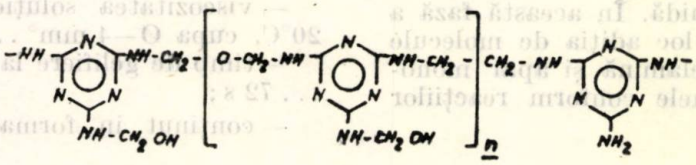
STRUCTURA A



1,3 dimetilolmelamină 1, 3, 5 trimetilolmelamină



STRUCTURA B



În scopul verificării comportării în timp a soluţiilor de răşină melaminoformaldehidică, în vederea stabilirii timpului optim de stocaj, s-a determinat variaţia vîscozităţii şi a conţinutului de formaldehidă liberă, timp de 50 zile la temperatura de 25—35°C. Variaţia vîscozităţii soluţiilor de răşină melaminoformaldehidică în funcţie de timpul de stocaj este prezentată în figura 1, de unde se constată că după stocare timp de 50 zile, în vase de sticlă, la temperatura de 25—35°C, vîscozitatea soluţiilor de răşină melaminoformaldehidică rămîne practic constantă şi deci, soluţia de răşină melaminoformaldehidică are o durată de stocaj superioară produselor fabricate în alte ţări [9], şi este comparabilă cu cea prezentată în lucrarea [6]. Variaţia conţinutului în formaldehidă liberă în funcţie de timpul de stocaj este prezentată în figura 2, de unde reiese că după stocarea timp de 50 zile, în vase de sticlă, la temperatura de 25—35°C, conţinutul în formaldehidă liberă scade la circa 1%, fără a se modifica însă sensibil vîscozitatea soluţiei de răşină melaminoformaldehidică, conform celor arătate mai înaine. Atît soluţia de răşină melaminoformaldehidică, cu caracteristicile de mai înainte cît şi cea proaspăt preparată s-a folosit la impregnare de hîrtie alfa- celuloză, cu înaltă puritate, destinată pentru obţinerea nitrocelulozei, fabricată de Intreprinderea de hîrtie şi celuloză — Zărneşti.

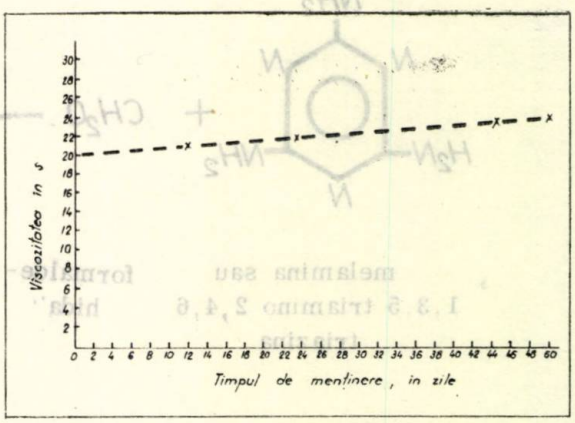


Fig. 1

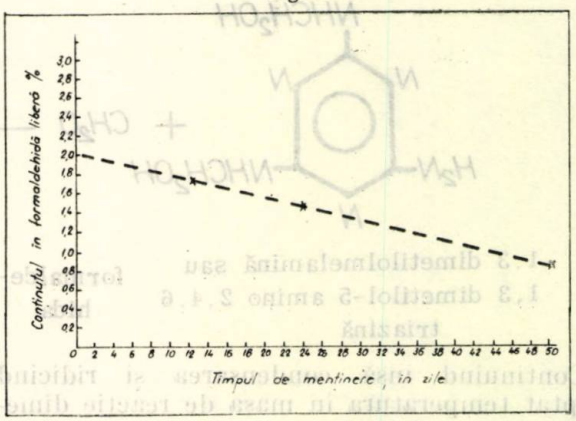


Fig. 2

Hîrtia impregnată cu soluția de rășină melaminoformaldehidică s-a uscat într-o etuvă timp de 10 minute și s-a obținut hîrtie impregnată cu următoarele caracteristici principale:

— conținut în rășină uscată .....60—65 %;
— conținut în substanțe volatile.....2—3 %;
— timp de stocaj (self life) la temperatura de 5—35°C, 3—4 ani;
— flow test (curgerea sub presiune și temperatură) .....15—18 %.

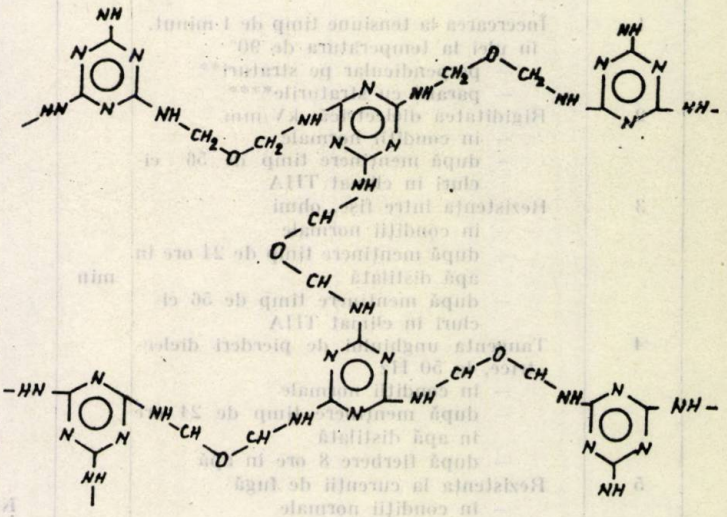
Presarea hîrtiei impregnate s-a efectuat pe o presă de laborator în următoarele condiții:

— temperatura de presare 105—110°;
— presiunea specifică, kgf/cmp ...
— inițial timp de 10 min... 60%
— restul timpului...90;
— timp de presare min/mm ... 3,5—25.

În tabelul 1 se prezintă proprietățile fizico-mecanice ale materialului stratificat cu suport hîrtie alfa- celuloză și rășină melaminoformaldehidică. Din datele prezentate în tabelul 1 se constată că materialul stratificat obținut în fază de laborator posedă bune proprietăți fizico-mecanice atît în condiții normale, cît și la temperatura clasei de izolație termică. Valorile mult superioare față de cele date de norma DIN 7735, se datoresc calității rășinii melaminoformaldehidice, care posedă o uniformitate în structura macromoleculară. Înalta rezistență a materialului stratificat* la umiditate, dovedită prin absorbția de apă, practic nulă, se datorează, în special, prezenței unei rețele tridimensionale, conform structurii C, lipsită de grupe metilolice și aminice libere.

În tabelul 2 se prezintă proprietățile electrice ale materialului stratificat, în condiții normale, la temperatura de 90° și după menținere în apă distilată și în condiții climatice pentru mediu cald-umed THA, conform STAS 6745-75. Analizînd rezultatele prezentate în tabelul 2 se constată că materialul stratificat posedă bune proprietăți electrice și corespunde normei germane DIN 7735, tip Hp 2262. Materialul stratificat posedă o excelentă comportare în apă și climat tropical tip THA, astfel rigiditatea dielectrică și rezistența între fișe după menținere 56 de cicluri rămîn practic constante. Aceasta demonstrează că grupele metilolice prezente în rășina melaminică au intrat în reacție atît cu ele însile, cît și cu grupele metilolice celulozice prezente în hîrtia de impreg-

STRUCTURA C



Tabelul 1

Proprietățile fizico-mecanice ale materialului stratificat avînd ca suport hîrtie alfa-celuloză și rășină melaminoformaldehidică

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	DIN Hp.	7735* 2262	Valori obținute	Metode de determinare
1	Rezistența la tracțiune, kgf/cm²	min	800	1 350	STAS 6642-73
2	Rezistența la încovoiere, kgf/cm²				STAS 10289-70
	— la temperatura camerei	min	1 000	1 750,6	
	— la temperatura de 120°C	min	—	1 476,3	
3	Rezistența la șoc, kgf.cm/cm²	min	5	13,6	STAS 10289-75
4	Rezistența la compresiune, kgf/cm²				STAS 5873-65
	— perpendicular pe straturi		—	> 3 000	
	— paralel cu straturile	min	1 500	> 2 000	
5	Rezistența la despicare, kgf.	min	200	350	STAS 10289-75
6	Absorbția de apă, mg.**				STAS 7144-70
	— grosimea 1 mm			15,6	
	— grosimea 2 mm			17,6	
	— grosimea 5 mm			28,7	
	— grosimea 10 mm			36,5	
7	Rezistența la foc, s		—	<1	ASTMD 229

* Valori impuse în norma germană.
** Determinări pe epruvete cu dimensiunile de 50 × 50 mm, după menținere în apă distilată timp de 24 ore.

* Materialul stratificat posedă, de asemenea, o înaltă rezistență la foc dovedită prin faptul că după scoaterea din sursa de ardere materialul se stinge imediat.

Tabelul 2

Proprietăţile electrice ale materialului stratificat obţinut din hîrtie alfa-celuloză şi răşină melaminoformaldehidică, în condiţii normale, la temperatura de 90°C şi după expunere în climat THA.

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	DIN Hp.	7735* 2262	Valori obţinute	Metode de determinare
1	Încercarea la tensiune timp de 1 minut, în ulei la temperatura de 90°				
	— perpendicular pe straturi**		25	25/60***	STAS 6257-68*
	— paralel cu straturile****		20	20/65	STAS 7144-70
2	Rigiditatea dielectrică, kV/mm				
	— în condiţii normale		—	20—25	STAS 6257-68
	— după menţinere timp de 56 cicluri în climat THA		—	17—23	STAS 7144-70*
3	Rezistenţa între fişe, ohmi				
	— în condiţii normale		—	$2,5 \cdot 10^{13}$	STAS 6107-68
	— după menţinere timp de 24 ore în apă distilată	min	—	$1 \cdot 10^{6}$ $1,5 \cdot 10^{13}$	
	— după menţinere timp de 56 cicluri în climat THA		—	$1,2 \cdot 10^{12}$	
4	Tangenta unghiului de pierderi dielectrice, la 50 Hz			0,0105	
	— în condiţii normale		—		STAS 2240-70
	— după menţinere timp de 24 ore în apă distilată		—	0,0107	
	— după fierbere 8 ore în apă		—	0,0118	DIN 43480 + DIN 7735—75
5	Rezistenţa la curenţii de fugă				
	— în condiţii normale		Kc600	Kc600	
	— după fierbere 8 ore în apă		—	Kc600	
6	Rezistenţa la arc electric		—	5—7 mm	J 102 + VDE 0303

* Valori impuse de norma germană.
** Distanţa între electrozi 1—3 mm.
*** După încercare timp de 1 minut, apoi străpungere.
**** Distanţa între maginile electrozilor de 25 mm.

nare şi formează o structură în final, conform structurii C**. Din punct de vedere economic acest tip de material necesită o temperatură de presare cu circa 50—60° mai mică decît alte tipuri de răşini [10].

Lucrări experimentale industriale.

Pentru fabricarea industrială a răşinii melaminoformaldehidice s-a procedat conform lucrărilor experimentale de laborator şi anume: pe o instalaţie industrială tip Canzler, cu o capacitate de 5 000 l s-a introdus soluţia de formaldehidă şi apoi sub răcire şi reflux s-a introdus catalizatorul pentru a se obţine un pH al solului de 7,2—7,3, după care s-a adăugat melamina. S-a fixat apoi temperatura la 65°, şi s-a menţinut la această temperatură pînă ce toată melamina s-a dizolvat în soluţia de formaldehidă. Continuînd însă condensarea şi ridicînd progresiv temperatura, astfel ca în timp de 105—110 minute să se atingă temperatura de 80°, s-a obţinut o structură predominantă conform structurii B, menţionată mai înainte. În această fază a reacţiei de condensare, răşina are o solubilitate în apă* de 1/5 la 1/6 părţi reacţia de condensarea considerîndu-se terminată, se diluează apoi cu alcool etilic pentru obţinerea vîscozităţii menţionate mai înainte. Produsul are caracteristici similare celui obţinut în fază de laborator. S-a încercat la impregnarea industrială pe maşini de impregnare, conform lucrării [10], dar s-a renunţat deoarece nici o hîrtie fabricată în ţară nu a fost rezistentă la soluţii cu un înalt conţinut în apă. Urmează ca în viitor să se pună în fabricaţie hîrtie alfa-celuloză cu rezistenţă la medii apoase.

Răşina melaminoformaldehidică, se fabrică la Întreprinderea de cabluri şi materiale electroizolante — Bucureşti din anul 1974, sub denumirea de „răşină melaminoformaldehidică apoasă, C-91" şi se foloseşte la fabricarea materialului stratificat cu suport ţesătură de sticlă tip „STICLOSTRATITEX S671" conform STAS 10255-75. Studiile privind obţinerea materialului stratificat au fost prezentate în lucrarea [11]. Deoarece răşina melaminoformaldehidică nu a putut fi folosită ca atare s-a combinat cu alte răşini, ca spre exemplu, răşina fenoloformaldehidică în scopul scăderii conţinutului de apă în amestecul de solvenţi pentru a se putea folosi hîrtiile de impregnare fabricate în prezent în ţară. Prin modificarea răşinii melaminoformaldehidice cu răşini fenoloformaldehidice creşte rezistenţa materialului la tem-

** Rezistenţa la arc electric a materialului stratificat este corespunzătoare normei ASEA J 102, din punct de vedere a lungimii urmei formate după determinare, cu excepţia formării de punte conductoare nepermise de normă.

* 1 parte de soluţie de răşină melaminoformaldehidică se tulbură cu 5—6 părţi apă.

peratură și la umiditate, precum și capacitatea de ștanțare. Studiile privind obținerea lacului de impregnare melaminofenoloformaldehidic vor fi prezentate într-o lucrare ce se va publica într-un număr viitor al revistei. Aceste tipuri de lacuri se fabrică la Întreprinderea de cabluri și materiale electroizolante — București din anul 1975, sub denumirea de „Lac melaminofenoloformaldehidic C-94".

Concluzii

Din cele prezentate mai înainte privitor la rășina melaminoformaldehidică, descrisă în această lucrare se desprind următoarele concluzii:

— materialul stratificat obținut din hîrtie alfa-celuloză și rășină melaminoformaldehidică posedă bune proprietăți mecanice și electrice atît în condiții normale de umiditate, cît și în medii cu climat tropical tip THA. De asemenea materialul stratificat posedă excelentă rezistență la foc și la curenții de fugă și corespunde tipului Hp 2262, conform DIN 7735;

— rășina melaminoformaldehidică posedă un timp de stocare ridicat, datorită conținutului scăzut în formaldehidă liberă, fapt ce îi oferă o largă aplicabilitate în domeniul materialelor stratificate electroizolante;

— materialele stratificate avînd ca liant rășina melaminoformaldehidică necesită un consum redus de energie, datorită unui timp și unei temperaturi mai reduse față de alte produse stratificate avînd ca liant alte tipuri de rășini sintetice;

— rășina melaminoformaldehidică conferă hîrtiilor impregnate un timp de stocare mai mare decît tipurile similare avînd alt tip de liant.

Bibliografie

[1] *Nicola, Gr.* Noi tipuri de prafuri de presare melaminoformaldehidice pentru scopuri electrotehnice. In: Materiale Plastice, **vol. 3**, nr. 2, 1966, p. 85.

[2] *Nicola, Gr.* ș.a. Materiale de presare pe bază de rășini melaminoformaldehidice pentru climat tropical. In: Materiale Plastice, **vol. 4**, nr. 6. 1967, p. 294.

[3] *West, J. H.* Amins resins. In: Modern Plastics Enciclopedia, **39**, nr. 14, 1962, p. 161.

[4] *Blais, J.* Amins resins. Ed. Reinchold Publishing Corp. New York, 195.

[5] *Nicola, Gr.* și *Murgu, M.* Brevet RSR 47.870, 1965.

[6] *Nicola, Gr.* Rășini melaminoformaldehidice pentru prafuri de presare și stratificate electroizolante. In: Materiale Plastice, **vol. 2**, nr. 5, 1965, p. 280.

[7] *** Brevet SUA 3.371.067, în Chemical Abstracts, **vol. 68**, 1968, p. 79032.

[8] *Nicola, Gr.* ș.a. Brevet RSR 49.114.1966.

[9] *** Encyclopedie française des matières plastiques. 1955, p. 82.

[10] *Nicola, Gr.* Noi tipuri de rășini fenoloformaldehidice pentru materiale stratificate. In: Materiale Plastice, **16**, nr. 3, 1979, p. 153.

[11] *Nicola, Gr.* Noi tipuri de materiale stratificate cu suport anorganic pentru electrotehnică. In: Electrotehnica, **19**, nr. 2, 1971, p. 62.

CZ 621.326.7

LĂMPI FLUORESCENTE
TEHNOLOGIE TRAGERE ȚEVI

Măsurarea în flux continuu a parametrilor geometrici ai tubului de sticlă și reglarea în funcție de aceștia a parametrilor funcționali ai liniei de tragere țeavă

VASILE TOADER, ȘTEFAN LEONESCU* TÎRGOVIȘTE

În producția de lămpi cu vapori de mercur de joasă presiune în balon fluorescent (lămpi fluorescente — L F A), principalul semifabricat îl constituie tubul de sticlă de diverse lungimi, funcție de puterea lămpii.

Caracteristicile principale ale tubului de sticlă sînt funcție de tehnologia de asamblare, depinzînd de modul de realizare a sudurii sticlă-magnezia-sticlă-plumb.

Tubul fiind din sticlă magnezia cod 03, care este o sticlă silicatică calco-sodică cu un procentaj de 72,5% SiO_2 și 21,8 $Na_2O + K_2O$, avînd o penetrație la radiația vizibilă corespunzătoare temperaturilor de culoare $\leqslant 6\,000°K$, de aproximativ 98,9 %, iar cele mai bune treceri metal-sticlă se realizează prin sticla-plumb cod 01, cu ajutorul firelor de dumet ($\alpha \cong 90 \times \times 10^{-7}\,°C^{-1}$), este necesar ca stabilindu-se parametrii fizico-chimici ai sticlelor, în funcție de sudabilitate, să se mențină într-o plajă foarte strînsă parametrii geometrici. Pentru balonul tubular, acești parametri sînt:

— diametrul exterior $D = 37.1 + - 0.1$ mm;
— săgeata normată $S = 1.11$ mm/m;
— grosimea în perete a tubului $G = 0.9 + - 0.1$/mm.

Actualele linii și procedee de tragere a tubului de sticlă (sistem orizontal-Danner) nu controlează decît diametrul exterior (cu măsurare și reglare automată firma TOSHIBA), ceilalți doi parametri, fiind aleatorii, se mențin într-o plajă cu abatere destul de mare numai prin intervenții manuale asupra temperaturii în

* Ing. *Toader V.*, fiz. *Leonescu, Șt.* Întreprinderea „Romlux" — Tîrgoviște.

feeder, vitezei de rotație a pipei, precum și vitezei de tragere a mașinii de tras pe pistă.

Procedeul propus și experimentat la Intreprinderea de surse de lumină și accesorii ROM-LUX Tîrgoviște se bazează pe reglarea parametrilor funcționali debit de aer de suflare, viteză de tragere pe pistă, măsurîndu-se diametrul exterior și grosimea tubului de sticlă.

1. Principiul de măsurare

Prin străbaterea unui strat de substanță —în cazul nostru sticla-magnezia, cod 03, cu densitatea $\rho = 2.31$ g/cm^3 — un fascicul de particule se atenuează datorită proceselor de interacțiune. Pentru particulele încărcate, procesul de interacțiune predominant este ionizarea și excitarea atomilor.

Deși pierderea de energie în urma proceselor de ionizare și excitare este mică ($\sim$35 eV), numărul de pierderi succesive fiind foarte mare datorat interacțiunilor, apar fluctuații mici ale numărului de pierderi de la o particulă la alta, încît dacă se consideră particule de aceeași natură și cu aceeași energie inițială, parcursul fasciculului în material este același. Lucrînd cu radiații β, obținute de la o sursă radioactivă caracterizată printr-un spectru continuu, la străbaterea mediului din material vitros — sticla —intensitatea fasciculului scade după o curbă (fig. 1) ce are o alură asemănătoare cu o exponențială, și, numai la o valoare bine determinată a grosimii substanței străbătute, intensitatea fasciculului de electroni se reduce la zero.

Atenuarea fasciculului de radiație β este dată de legea :

$$I = I_0 e^{-\mu x},$$

unde μ este coeficient de atenuare liniară, iar x — dublu grosimea stratului de sticlă, ținînd seama că fasciculul străbate doi pereți de sticlă diametral opuși ai țevii.

Se utilizează coeficientul de atenuare masic :

$$\mu_m = \frac{\mu}{\rho},$$

avînd în vedere că există un raport μ/ρ relativ constant, mai ales că prin definiție se caută să se obțină densitatea sticlei constantă din rețeta de materii prime.

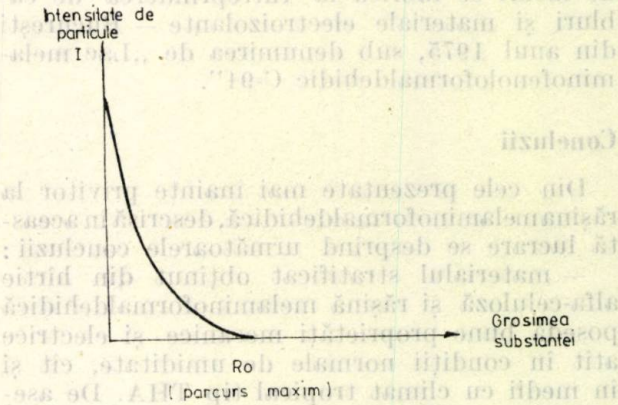


Fig. 1

Din compararea densității sticlei magnezia, cod 03, în urma măsurătorilor picnometrice și a calculului densității după metoda Huggins și Appen din componentele oxidice ale amestecului, se constată că apar foarte mici diferențe, practic la a 3-a zecimală, ceea ce demonstrează că densitatea sticlei poate fi considerată practic constantă.

Aceste considerente teoretice au condus la ideea măsurării în flux a grosimii în perete a tubului de sticlă cu ajutorul radiației β ce străbate tubul în două puncte diametral opuse.

Geometria de măsurare a fost impusă prin faptul că între sursă și detector țeava se află în mișcare, cu viteza de tragere mediată $\bar{v} \cong$ $\cong$33 m/min, iar abaterea față de cota de măsurare a țevii este de $\pm$1 mm, ceea ce dă o eroare de măsură în grosime de ordinul celei de a treia zecimale, eroare practic neglijabilă.

2. Descrierea instalației de măsurare

Schema-bloc a instalației este următoarea :

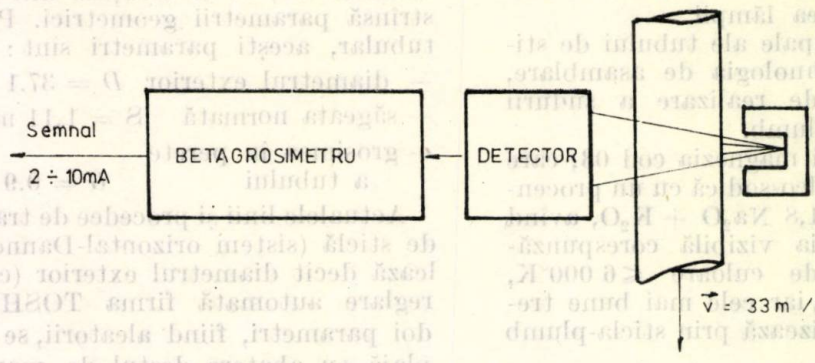


Fig. 2

Pentru păstrarea în plaja ±1 mm față de cota fantei sursei radioactive, pe linia de tragere, țeava este ghidată de role. Existența săgeții țevii nu influențează măsurătoarea.

Sursa radioativă de Sr+Y90 cu radioactivitatea de 10 mCi (370 MBq) cod SIF 1174, încapsulată în capsulă ceramică tip X117 de proveniență Amersham — Anglia, împreună cu fotomultiplicatorul tip AVP 150 — Gamma — Ungaria și scintilatorul plastic tip IFIN, se află montate diametral opuse față de tubul în mișcare, într-o sondă protejată la radiație conform normelor CSEN.

Semnalul obținut, din atenuarea fasciculului de radiație ce străbate țeava, în fotomultiplicator este preluat de β-grosimetru, obținîndu-se la ieșire un semnal de 2—10 mA pentru variația în grosime a mediei pereților diametral opuși de la 0.77 la 0.97 mm.

Sonda de măsură și β-grosimetrul au fost executate la IFIN Secția 2 în urma unui contract de cercetare-execuție.

Pentru măsurarea în flux continuu a diametrului exterior al țevil de sticlă se folosește un micrometru electronic cu traductor inductiv de deplasare liniară al cărui semnal de ieșire este în gama 2—10 mA entru diametrul exterior de la 36 la 38.5 mm, de construcție proprie. Palparea țevii de către micrometru se face cu role metalice tratate, cu purjare la suprafața de contact cu ulei mineral.

La ieșirea de pe pipă, pînă la intrarea pe pista de tragere, țeava de sticlă aflată în domeniul plastic parcurge o distanță de răcire liberă în aer, fără a fi susținută. Pe această distanță înălțimea corzii are voie să varieze între niște limite impuse de ovalitatea și săgeata tubului de sticlă. Controlul înălțimii corzii se face cu ajutorul unui detector cu fototranzistoare, de construcție proprie, pe principiul devierii fasciculului luminos prin reflexia totală produsă de tubul de sticlă. Semnalul obținut de la detectorul cu fototranzistori este de tip discret avînd patru trepte de măsură.

3. Reglarea procesului tehnologic de tragere țeavă

Toate cele 3 semnale obținute de la β-grosimetru, micrometrul electronic și detectorul cu fototranzistoare sînt introduse într-un bloc electronic de comandă ce acționează asupra:

— turației motorului mașinii de tras;
— debitul aerului de suflare;
— sortatorului de tuburi.

Procesul tehnologic este caracterizat printr-un timp mort mare (timpul în care țeava parcurge de la ieșirea de pe pipă pînă la dispozitivul de măsurare), din care cauză reglajul nu se poate face în mod continuu. S-a adoptat un sistem de reglaj discret cu reglare la intervale de 1 1/2 lungimi de pistă de tragere.

Reglajele efectuate asupra aerului de suflare și turației motorului mașinii de tragere sînt interdependente.

În gamele admise ale grosimii în perete și ale diametrului exterior se impun niște limite mai restrînse, necesare sistemului de reglaj adoptat.

Combinînd semnalele obținute de la aceste comparatoare și ținînd seama de cele prezentate în paragraful precedent, semnalele sînt codificate obținîndu-se mărimi de acționare pentru debitul de aer de suflare și turația motorului mașinii de tragere. Valoarea mărimilor de acționare este reglabilă din exterior și este în trei trepte. Semnalele de ieșire ale blocului electronic sînt în gama 2—10 mA pentru comanda ventilului cu servomotor pneumatic și a blocului de comandă cu tiristoare pentru un motor cu curent continuu cu excitație mixtă, care acționează mașina de tragere, controlul turației făcîndu-se cu un tahometru electronic de construcție proprie. Mărimile de ieșire sînt obținute prin prelucrarea tensiunii date de două potențiometre de 10 ture acționate de dispozitive pas cu pas în 400 tacte. Blocul electronic și blocul de comandă cu tiristoare sînt de producție proprie.

Limitele de sortare a tuburilor de sticlă după diametrul exterior și grosimea în perete sînt alese din exterior putînd fi modificate, semnalul de sortare fiind obținut pe un releu intermediar RI-8, acționînd o electrovalvă cu dublă cale de comandă, un piston pneumatic ce antrenează paletele de sortare.

Cele 4 semnale obținute de la detectorul de înălțime sînt vizualizate pe un panou optic, iar limitele maxime produc anularea comenzilor ce ar putea provoca ieșirea și mai pronunțată din aceste limite, împreună cu o avertizare de avarie.

4. Concluzii

Experimentarea procedeului de măsură și reglare în flux a parametrilor s-a făcut la Intreprinderea ROMLUX în Secția sticlărie, pe linia de tragere tuburi magnezia de la cuptorul Nr. 6, timp de 2 săptămîni, după aceasta cuptorul și linia intrînd în reparație capitală, urmînd ca în următorul sezon de exploatare pe această linie să se tragă țeavă plumb cu diametre mai mici.

Rezultatele obținute sînt bune, iar instalației de măsurare și reglare i se pot aduce îmbunătățiri și modernizări.

Autorii consideră principiul de măsurare și reglare în flux a parametrilor tubului de sticlă magnezia ca o noutate tehnică ce aduce îmbunătățiri tehnice și tehnologice actualelor linii de tragere pe orizontală a țevilor de sticlă.

CZ 621.313.323

MOTOR SINCRON
PARAMETRII FUNCȚIEI DE TRANSFER

Identificarea parametrilor unui motor sincron cu excitație prin inducție și redresare

MIHAI CONDRUC* — BUCUREȘTI

Identificarea parametrilor sistemelor prezintă o deosebită importanță, atît în proiectarea acestora, cît și în posibilitatea realizării de instalații cu un grad ridicat de complexitate, la care, cunoscîndu-se modelul matematic și parametrii, se pot aplica criteriile cele mai juste pentru optimizarea performanțelor acestora.

În acest sens, s-a pus problema determinării parametrilor funcției de transfer la un motor sincron cu excitație prin inducție și redresare.

Din multitudinea de metode experimentale și de calcul, disponibile pentru identificarea parametrilor unui sistem, s-a optat pentru o metodă cu semnale active, în frecvență. Astfel, prin aplicarea la intrarea sistemului a unui semnal sinusoidal de frecvență variabilă și analizarea răspunsului motorului s-a putut obține răspunsul în frecvență al acestuia. Folosirea semnalelor periodice sinusoidale supune sistemul la oscilații forțate, discriminabile de zgomotele interne și perturbații; se poate asigura, totodată, o precizie uniformă pentru întreaga bandă de frecvențe, proprie procesului.

Răspunsul sistemului, considerat liniar cu parametri concentrați, va fi de forma:

$$H(j\omega) = H(\omega)e^{-j\varphi(\omega)}, \qquad (1$$

unde: $H(\omega)$ este caracteristica amplitudine-pulsație, iar $\varphi(\omega)$ — caracteristica fază-pulsație.

În ipoteza (valabilă) a unui proces cu parametrii constanți invariant și continuu și considerat liniar în domeniul „variațiilor mici" ale mărimilor de intrare și ieșire, identificarea se poate face cu semnal de probă sinusoidal.

2. Schema de principiu a motorului sincron cu excitație prin inducție și redresare este prezentată în figura 1. Prezența în circuitul rotoric a elementelor semiconductoare, neliniare, este un motiv suplimentar în vederea identificării corecte a parametrilor mașinii.

Ca mărime de intrare în sistem s-a considerat tensiunea de excitație statorică. Ieșirea sistemului este reprezentată de unghiul intern δ al motorului.

În principiu, s-a aplicat deci o componentă sinusoidală de joasă frecvență:

$$y_i(f, t) = Y_i \sin(2\pi f \cdot t), \qquad (2)$$

peste tensiunea de excitație de regim staționar, urmărindu-se oscilațiile corespunzătoare ale unghiului intern al motorului, de forma:

$$y_e(f, t) = Y_e \sin(2\pi f \cdot t + \varphi(f)). \qquad (3)$$

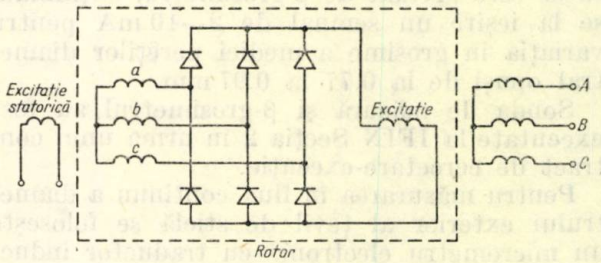


Fig. 1. Schema de principiu a motorului sincron cu excitație prin inducție și redresare.

În figura 2 sînt prezentate semnalele experimentale atît intrarea, cît și răspunsul sistemului.

Din raportarea amplitudinilor Y_e/Y_i se obține amplitudinea, respectiv din defazajul temporal Δt, defazajul unghiular — $\Delta t \cdot 2\pi f$, pentru funcția de transfer (1), la o frecvență f.

Pe baza setului de mărimi:

$$H_e(f_k) = \frac{|y_e(f_k)|}{|y_i(f_k)|} \text{ și: } \varphi_e(f_k) = \varphi_e(f_k) - \varphi_i(f_k), \qquad (4)$$

care definesc aceste două mărimi, la frecvența f_k, s-au obținut caracteristicile amplitudine-pulsație și fază-pulsație ale motorului.

Schema de principiu pentru aceste măsurători este dată din figura 3.

Alura caracteristicilor obținute este dată în anexa cuprinzînd rezultatele programului de identificare.

3. Pentru determinarea parametrilor mașinii, s-a presupus funcția de transfer a acesteia de forma:

$$H_T(s) = \frac{\sum_{i=1}^{n_a} a_i s^{i-1}}{\sum_{k=1}^{n_b} b_k s^{k-1}}, \qquad (5)$$

cu n_a și n_b cunoscute (estimarea posibilă din analiza alurii caracteristicilor de frecvență).

* Ing. *Condruc, M.* — Editura tehnică — București.

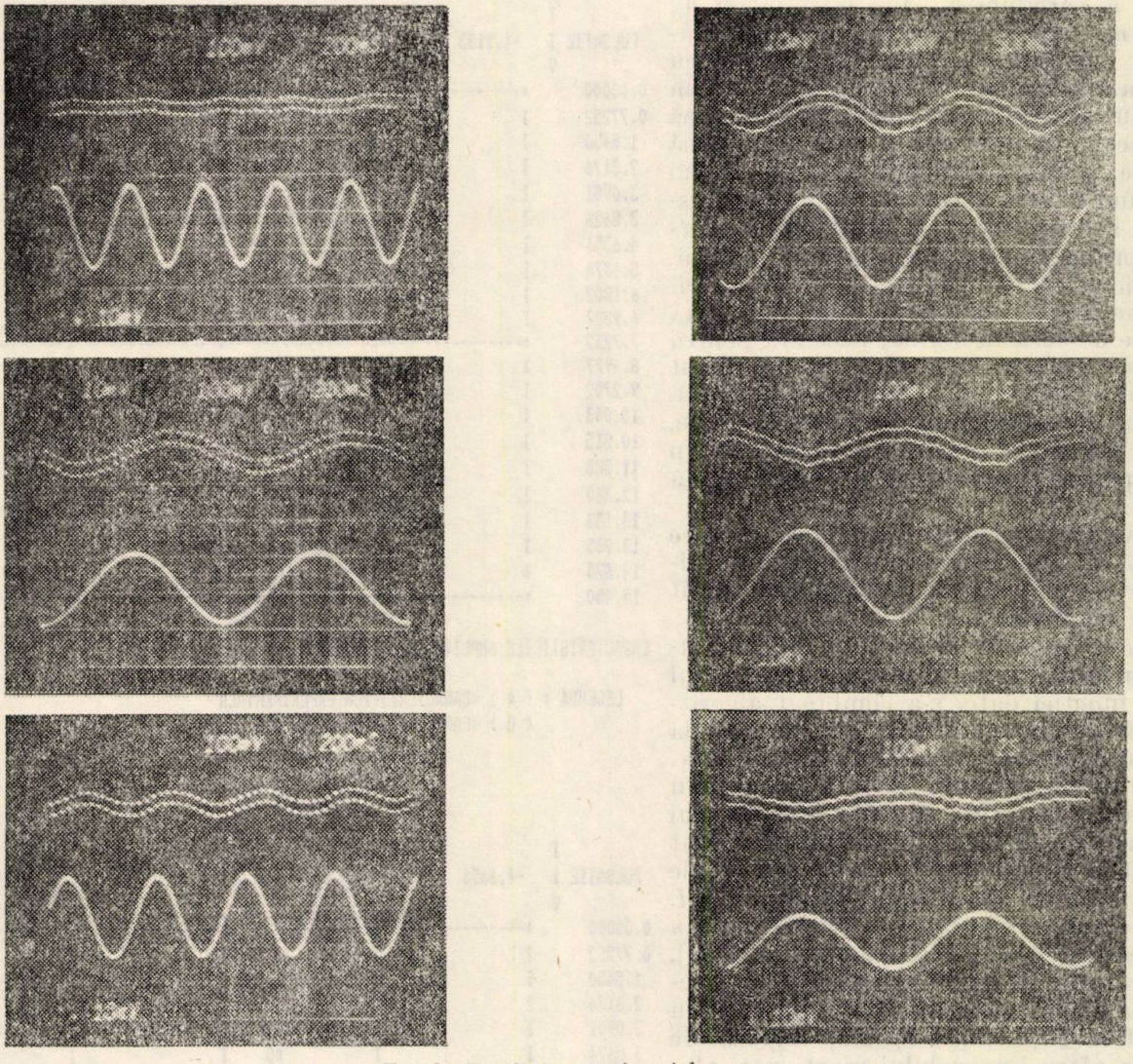


Fig. 2. Rezultate experimentale.

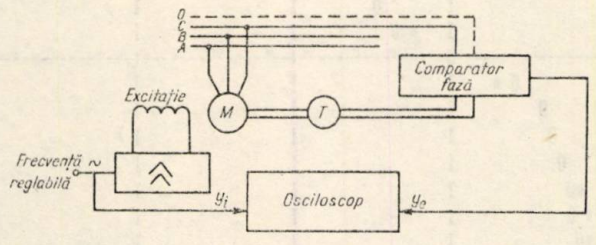


Fig. 3. Schema de principiu a instalației de măsură.

Identificarea parametrilor va implica deci aflarea coeficienților a_i și b_k.

Evaluarea acestora se va face pe baza minimizării criteriului pătratic de eroare, între valorile măsurate și cele calculate (5) ale caracteristicilor de frecvență ale motorului, de forma :

$$e(\omega) = [R_e H_e(j\omega) - R_e H_T(j\omega)]^2 + [I_m H_e(j\omega) - I_m H_T(j\omega)]^2, \quad (6)$$

cu :

$$R_e H_e(j\omega) = Y_e(\omega) \cos \varphi_e(\omega), \quad (7)$$

$$I_m H_e(j\omega) = Y_e(\omega) \sin \varphi_e(\omega), \quad (7')$$

pentru caracteristicile experimentale și, similar, pentru cele teoretice ($\omega = 2\pi f$).

Considerînd un număr de l puncte experimentale (valori pentru ω), funcționala de eroare, de formă generală :

$$I = \int e(\omega)\, d\omega, \quad (8)$$

va deveni :

$$I = \sum_{k=1}^{l} \{[R_e H_e(j\omega_k) - R_e H_T(j\omega_k)]^2 + [I_m H_e(j\omega_k) - I_m H_T(j\omega_k)]^2\}. \quad (9)$$

În spațiul de dimensiune $n = n_a + n_b$, funcționala I reprezintă o hipersuprafață (este o

funcție de n variabile a_i, $i = 1, \ldots, n_a$ și b_k, $k = 1, \ldots, n_b$); minimul absolut al acestei suprafețe (în principiu, la un model identic cu cel real și la experimente fără erori acest minim este egal cu zero, atins la coincidența deplină model-proces), va reprezenta cea mai bună aproximație, prin modelul propus a sistemului dat, furnizînd valorile parametrilor a_i, b_k corespunzătoare acestui punct. Cunoașterea lor furnizează expresia funcției de transfer a mașinii.

4. Funcționala (I) este neliniară în parametrii a_i, b_k. Minimizarea unei funcții de $n = n_a + n_b$, necunoscute de această formă, necesară pentru determinarea parametrilor mașinii, s-a făcut aplicîndu-se o metodă de gradient. Literatura de specialitate prezintă multe asemenea metode. În general, fiecare se pretează unui anume tip de funcții, pentru care se asigură o convergență mai rapidă.

Dintre numeroșii algoritmi existenți, se pare că metoda lui Davidson-Fletcher-Powell asigură o convergență rapidă și mai sigură decît a celorlalți algoritmi.

Pentru a se testa, în ideea atingerii punctului de optim local, faptul că acesta este minimul absolut al funcției date, s-a combinat algoritmul *DVFPW* cu un algoritm bazat pe metoda complexă (de căutare aleatorie) a lui Box.

S-a alcătuit un program FORTRAN pentru determinarea funcției de transfer a motorului sincron. Date de intrare ale programului sînt caracteristicile experimentale de frecvență ale sistemului, seturile $(w_k, H(\omega_k), \varphi(w_k))$, $k=1, l$.

Subrutinele de minimizare a funcțiilor de n variabile au fost preluate și adaptate din [3].

5. Măsurătorile la semnal sinusoidal de frecvență variabilă (fig. 2) au fost efectuate în gama de frecvențe $(0{,}3 \div 8)$ Hz, impusă de faptul că în afara intervalului menționat, atenuarea la ieșire nu permite o măsurare de o acurateță acceptabilă.

S-au determinat, din analiza datelor obținute, amplitudinea și defazajul, corespunzînd gamei de pulsație $(1{,}05 \div 25{,}5)$ rad/s. S-a evaluat aspectul funcției de transfer (număr de poli și de zerouri), de alegerea judicioasă a acestuia depinzînd în mare măsură determinarea corectă a parametrilor mașinii.

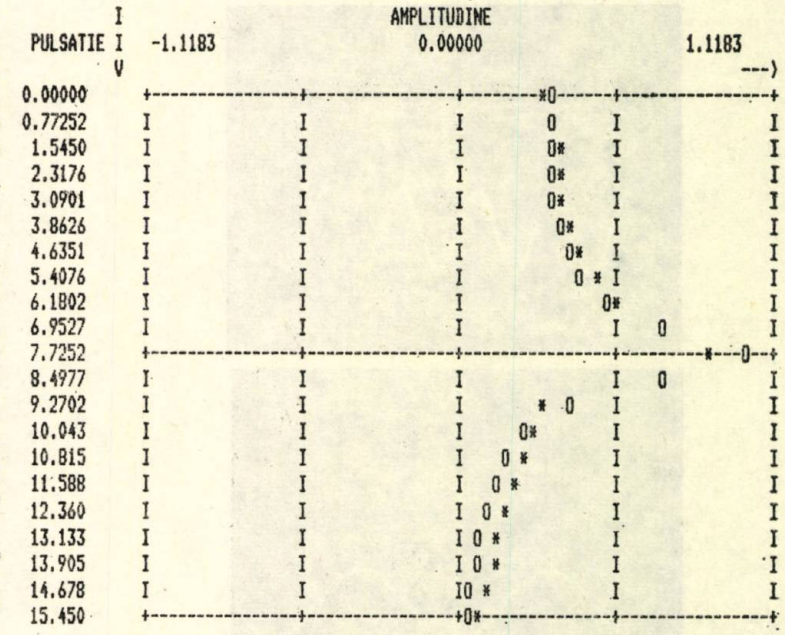
Pe baza caracteristicilor de frecvență, s-a observat :

— existența unui defazaj total, la frecvențe peste 7 Hz, de $3\,\pi/2$, deci sînt trei poli mai mult decît zerouri ;

— aspectul crescător inițial al caracteristicii amplitudine-pulsație impune existența unei perechi de poli complecși conjugați (cel puțin).

Din aceste considerente, s-au ales ca model o funcție cu trei poli, de forma :

$$H_T(s) = \frac{a_1}{b_1 + b_2 s + b_3 s^2 + b_4 s^3},$$



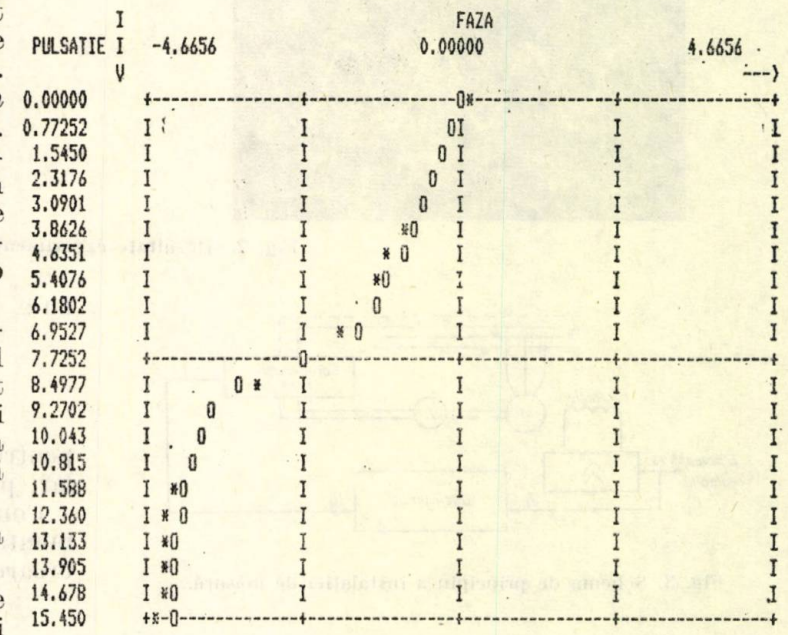


Fig. 4. Caracteristicile de frecvență experimentale și teoretice.

respectiv :

$$H_T(s) = \frac{a_1 + a_2 s}{b_1 + b_2 s + b_3 s^2 + b_4 s^4 + b_5 s^5}.$$

S-a testat și reprezentarea funcției de transfer sub forma de produse $(1 + b_i \cdot s)$, dar metoda dă rezultate mai slabe la estimarea minimului (convergență scăzută).

Așdar, s-a rezolvat problema pentru un număr de 5 necunoscute (1 pentru numărător, 4 pentru numitor), respectiv 7 necunoscute (2,5).

S-au utilizat facilitățile programului realizat, pentru a se alege cele mai avantajoase căi pentru o bună convergență, variindu-se pasul de căutare, acuratețea impusă la calcule, valorile inițiale ale parametrilor.

În final, s-a obținut un minim bun al funcției de eroare (comparativ, punctului inițial îi corespunde o valoare a acesteia de 2,34), de valoare 0,05, în condițiile atingerii unei erori

Soluția problemei

S-au obținut astfel funcțiile de transfer:

$$H_T(s) = \frac{16{,}4}{50{,}47 + 10{,}54\, s + s^2 + 0{,}14\, s^3},$$

cu polii:

$$s_{p_1} = -5{,}38$$

$$s_{p_{2,3}} = -0{,}74 \pm 0{,}8\, j,$$

respectiv:

$$H_T(s) = \frac{15{,}64 + 2{,}42\, s}{48 + 17{,}6s + 2{,}5s^2 + 0{,}28\, s^3 + 0{,}021 s^4},$$

cu zeroul: $s_{z_1} = -6{,}448,$

și polii: $s_{p_1} = -5{,}047,$

$$s_{p_2} = -6{,}906,$$

$$s_{p_{3,4}} = -0{,}72 \pm 0{,}798\, j.$$

$$H(S) = \frac{+ (15{,}644\ S\ 0) + (2.4259\ S\ 1)}{+(48.046\ S\ 0) + (17.587\ S\ 1) + (2.5050\ S\ 2) + (0.28784\ S\ 3) + (0.21428\ E - 01\ S\ 4)}$$

Zerourile funcției de transfer;

SZERO (1) = $(-0.64485E + 01) + (0.00000E + 00\ J)$

Polii funcției de transfer:

SPOL (1) = $(-0.50469E + 01) + (0.00000E + 00\ J)$
SPOL (2) = $(-0.69063E + 01) + (0.00000E + 00\ J)$
SPOL (3) = $(-0.71877E + 00) + (-0.79863\ E + 01\ J)$
SPOL (4) = $(-0.71877E + 00) + (0.79863E + 01\ j)$

Fig. 5. Soluția problemei funcțiilor de transfer.

cumulate pe cele 5(7) direcții de căutare, pentru gradientul funcției, de sub $0{,}5 \times 10^{-2}$. A impune precizii superioare nu s-a justificat, deoarece ordinul de eroare la măsurarea datelor experimentale este mai mare.

Se remarcă faptul că pentru soluția cu un zero și 4 poli, se obține (după cum era de așteptat), cu bună aproximație, zeroul foarte apropiat de unul din poli, iar deplasarea celorlalți trei poli față de primul caz este nesemnificativă.

Bibliografie

[1] *Fransua, Al., Măgureanu, R., Cîmpeanu, A., Condruc, M., Tocaci, M.* Mașini și sisteme de acționare electrice, Ed. tehnică, București, 1978.

[2] *Eykhoff, P.* Identificarea sistemelor, Ed. tehnică, București, 1978.

[3] *Dumitru, V.* Programarea neliniară, Ed. Acad. R.S.R., București, 1975.

CZ 621.3.013 : 537.226

CÎMP ELECTROMAGNETIC
POLARIZARE ELECTRICĂ

Observații privind organizarea mărimilor primitive și a legilor teoriei microscopice a cîmpului electromagnetic

IOAN FLOREA HĂNȚILĂ* — BUCUREȘTI

Introducere

Una din contribuțiile remarcabile ale academicianului Remus Răduleț aduse științei a fost aceea de a arăta că o teorie trebuie organizată stabilind conceptele ei: mărimile primitive și derivate cu care operează teoria, legile și teoremele care descriu fenomenele din cadrul teoriei [1]. Mărimile primitive sînt introduse prin măsurare iar cele derivate sînt definite cu ajutorul mărimilor primitive. Legile sînt introduse pe cale inductivă, pe baza unei justificări experimentale, iar teoremele sînt stabilite pe cale deductivă din legi. Organizarea unei teorii nu este unică, o parte din mărimile primitive putînd fi considerate derivate, dar, în schimb, o altă parte din mărimile derivate trebuie considerate primitive. De asemenea, creșterea numărului de mărimi primitive poate conduce la creșterea numărului de legi [1].

* Dr. ing. *Hănțilă, I. F.* — Fac. de electrotehnică, Institutul politehnic — București.

Alţi autori [2, 3] au adus valoroase contribuţii privitoare la organizarea teoriei cîmpului electromagnetic.

Avînd la bază cercetările din [1,2, 3] această lucrare pune în discuţie posibilitatea de a organiza mărimile primitive şi legile teoriei macroscopice Maxwell-Hertz, în scopul reducerii numărului acestora. Evident, este discutabilă eficienţa didactică a acestui mod de prezentare a teoriei cîmpului electromagnetic.

1. Mărimea primitivă intensitatea cîmpului electric în vid

Într-o anumită incintă etalon, cu corpuri electrizate [1], ideal izolate, se alege un punct P_0 (etalon de cîmp) în care, asupra unui mic corp de probă electrizat [1], se exercită o forţă de natură electrică $\Delta\bar{F}_0$. Într-un punct oarecare P, în care se doreşte determinarea intensităţii cîmpului electric, asupra aceluiaşi corp de probă se exercită forţa $\Delta\bar{F}$. Intensitatea cîmpului electric în punctul P este dată de relaţia:

$$\bar{E}_v = \frac{\Delta\bar{F}}{\Delta F_0} E_0. \tag{1}$$

În relaţia (1) E_0 este modulul intensităţii cîmpului electric în punctul etalon P_0.

Observaţie. Valoarea lui $\bar{E}_v$ este exact valoarea limită din relaţia (1) atunci cînd dimensiunile corpului de probă tind către un punct.

2. Mărimi derivate din $\bar{E}_v$

2.1. Intensitatea cîmpului electric în corpuri. În interiorul corpului, în dreptul punctului P, se practică o mică fantă cilindrică, foarte plată, de orientare $\bar{\nu}$ (fig. 1). În punctul P din vidul fantei se poate măsura intensitatea cîmpului electric $\bar{E}_{v\nu}$. Dacă există o mărime vectorială

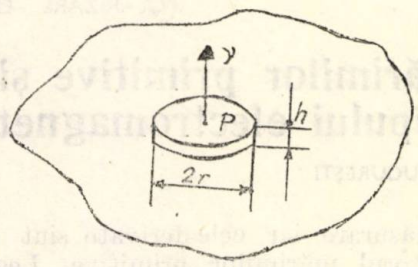


Fig. 1. Mică fantă din corp.

$\bar{E}$ care are componenta tangenţială fantei egală cu componenta tangenţială a lui $\bar{E}_{v\nu}$, indiferetnt de orientarea $\bar{\nu}$ a fantei, această mărime este intensitatea cîmpului electric în punctul P din corp: $\bar{E} \times \bar{\nu} = \bar{E}_{v\nu} \times \bar{\nu}$, $(\forall)\bar{\nu}$.

2.2 Inducţia electrică. Dacă există o mărime vectorială $\bar{E}'$ care are componenta normală fantei egală cu componenta normală a lui $\bar{E}_{v\nu}$, indiferent de orientarea $\bar{\nu}$ a fantei, atunci mărimea $\bar{D} = \varepsilon_0\bar{E}$ este inducţia electrică în punctul P din corp; constanta universală ε_0 depinde de sistemul de unităţi ales: $\bar{D}\bar{\nu} = \varepsilon_0\bar{E}_{v\nu}\bar{\nu}$, $(\forall)\bar{\nu}$.

Observaţii. 1. Valorile $\bar{E}$ şi $\bar{D}$ sînt exact valorile limită pentru un timp de practicare a fantei şi de măsurare ce tinde către zero, pentru $h \to 0$ şi pentru $r \to 0$.

2. Dacă $\bar{D}$ şi $\bar{E}$ există, atunci pentru determinarea lor sînt necesare doar trei orientări necoplanare ale fantei.

3. Este posibil ca $\bar{D}$ şi $\bar{E}$ să nu existe, de exemplu, la suprafeţele de separaţie între corpuri sau la suprafeţele corpurilor conductoare, încărcate electric.

2.3. Sarcina electrică. Fie Σ o suprafaţă închisă. Sarcina electrică q_Σ din interiorul suprafeţei Σ este, prin definiţie, fluxul electric pe suprafaţa Σ:

$$q_\Sigma = \oint_\Sigma \bar{D}\bar{n}\, dA. \tag{2}$$

2.4. Polarizaţia electrică. Polarizaţia electrică este definită prin relaţia:

$$\bar{P} = \bar{D} - \varepsilon_0\bar{E}. \tag{3}$$

Evident, din felul cum au fost definite $\bar{D}$ şi $\bar{E}$, vidul nu se polarizează electric.

3. Mărimea primitivă inducţia magnetică în vid

Se presupune un corp de probă încărcat cu sarcina electrică q ce are în punctul P viteza $\bar{v}$. Se constată că oricare ar fi viteza $\bar{v}$, forţa (neelectrică [1]) ce se exercită asupra corpului de probă este dată de relaţia:

$$\bar{F} = q\bar{v} \times \bar{B}_v.$$

Vectorul $\bar{B}_v$ nu depinde de viteza $\bar{v}$ şi de sarcina electrică q şi caracterizează doar punctul P din vid; se numeşte inducţie magnetică în vid.

4. Mărimi derivate din $\bar{B}_v$

4.1. Intensitatea cîmpului magnetic în corpuri. Se consideră fanta de la § 2.1. Dacă există o mărime vectorială $\bar{B}'$ care are componenta tangenţială fantei egală cu componenta tangenţială a lui $\bar{B}_{v\nu}$, indiferent de orientarea $\bar{\nu}$ a fantei, atunci mărimea $\bar{H} = \bar{B}'/\mu_0$ este intensitatea cîmpului magnetic în punctul P din corp; constanta universală μ_0 depinde de sistemul de unităţi ales: $\mu_0\bar{H} \times \bar{\nu} = \bar{B}_{v\nu} \times \bar{\nu}$, $(\forall)\bar{\nu}$.

4.2. Inducţia magnetică. Dacă există o mărime vectorială $\bar{B}$ care are componenta normală fantei egală cu componenta normală a lui $\bar{B}_{v\nu}$,

indiferent de orientarea $\bar{\nu}$ a fantei, această mărime este inducția magnetică în punctul P din corp: $\bar{B}\bar{\nu} = B_{\nu}\bar{\nu}, (\forall)\bar{\nu}$.

Sînt valabile observațiile de la §2.2.

4.3. Magnetizația. Magnetizația este definită prin relația:

$$\bar{M} = \frac{\bar{B}}{\mu_0} - \bar{H}. \tag{4}$$

Evident din felul cum au fost definite $\bar{B}$ și $\bar{H}$, vidul nu are magnetizație.

5. Curentul electric

Unei suprafețe orientate oarecare S cu bordura Γ i se poate atașa mărimea (derivată) curent electric prin suprafața S, definită prin relația:

$$i_s = \oint_{\Gamma} \bar{H}\,\mathrm{d}\bar{r} - \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\int_{S} \bar{D}\bar{n}\,\mathrm{d}A. \tag{5}$$

Densitatea curentului electric se poate defini prin:

$$\bar{J} = \bar{n}_{max}\,\mathrm{Max}\left(\lim \frac{\Delta i_s}{\Delta S}\right),$$

unde ΔS este aria unei mici suprafețe plane de orientare $\bar{n}$, iar $\bar{n}_{max}$ este orientarea corespunzătoare valorii maxime a limitei $\Delta i_s/\Delta S$. Densitatea de curent mai poate fi definită și prin relația:

$$\bar{J} = \mathrm{rot}\,\bar{H} - \frac{\mathrm{d}_f\bar{D}}{\mathrm{d}t},$$

unde $\dfrac{\mathrm{d}_f\bar{D}}{\mathrm{d}t}$ este derivata de flux a vectorului $\bar{D}$.

6. Legile teoriei macroscopice Maxwell-Hertz

1. Legea fluxului magnetic: pentru orice suprafață închisă Σ:

$$\oint_{\Sigma} \bar{B}\bar{n}\,\mathrm{d}A = 0.$$

2. Legea inducției: pentru orice suprafață S cu bordura Γ:

$$\oint_{\Gamma} \bar{E}\,\mathrm{d}\bar{r} = -\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\int_{S} \bar{B}\bar{n}\,\mathrm{d}A,$$

sensul pozitiv prin suprafața S fiind dat de regula burghiului drept în raport cu sensul de parcurgere a curbei Γ.

3. Legea transformării densității de putere electromagnetică în alte forme de putere:

$$p = \bar{E}\,\bar{J}.$$

4. Legea conducției:

$$\bar{J} = \hat{J}(\bar{E}).$$

5. Legea legăturii între $\bar{D}$ și $\bar{E}$:

$$\bar{D} = \hat{D}(\bar{E}).$$

6. Legea legăturii între $\bar{B}$ și $\bar{H}$:

$$\bar{B} = \hat{B}(\bar{H}).$$

7. Concluzii

1. O parte din legi în varianta din [1, 2, 3] devin relații de definire a unor mărimi derivate (2), (3), (4,) (5).

2. Introducerea mărimilor primitive $\bar{P}$ și $\bar{M}$ în [1, 2, 3] este dificilă, datorită faptului că în practică nu există corpuri a căror polarizație electrică sau magnetizație să nu depindă de intensitatea cîmpului electric sau magnetic. Definirea acestor mărimi prin relațiile (3), (4) este naturală.

3. Legile dependențelor polarizației electrice și magnetizației de valoarea intensității cîmpului electric și respectiv magnetic sînt înlocuite cu legile 5, 6 asemănătoare cu 4 și naturale din punctul de vedere al calculului cîmpurilor vectoriale.

4. În comparație cu [2, 3], în această lucrare numărul mărimilor primitive este redus de la 6 ($\bar{E}_v$, q, $\bar{P}$, $\bar{B}_v$, i, $\bar{M}$), la 2 ($\bar{E}_v$, $\bar{B}_v$) iar numărul de legi de la 11, la 6.

Bibliografie

[1] *Răduleț, R.* Bazele teoretice ale electrotehnicii, **vol. 1,** Litografia învățămîntului, București, 1955.

[2] *Mocanu, C. I.* Teoria cîmpului electromagnetic. Editura didactică și pedagogică, București, 1981.

[3] *Timotin, Al., Hortopan, V.* Lecții de bazele electrotehnicii. Editura didactică și pedagogică, București, 1962.

CZ 621.38-52:621.313

MOTOR PAS CU PAS
SISTEM DE COMANDĂ

Asupra unui sistem de comandă și alimentare pentru motorul pas cu pas

MARIUS CRIȘAN* — TIMIȘOARA

Introducere

Este bine cunoscut faptul că performanțele unui motor pas cu pas depind în mare măsură de caracteristicile sistemului de comandă și alimentare. În acest sens, lucrarea își propune o analiză a unui astfel de sistem, realizat pentru un motor pas cu pas cu reluctanță variabilă, polistatoric.

1. Etajul de comandă

În principiu performanțele unui motor pas cu pas, (MPP), în ceea ce privește unghiul de pas, cuplul dezvoltat și gradul de amortizare, depind de tipul secvenței de alimentare a înfășurărilor.

În cazul analizat, al unui motor polistatoric cu 5 înfășurări de comandă, s-a utilizat o secvență mixtă de 10 tacturi, de tipul 12 —123 — —23 —234 —34 —345..., ceea ce prezintă avantajul față de secvența simplă de alimentare, al unui unghi de pas înjumătățit, cuplu activ și amortizare mai mari [1, 2, 3].

În general, pentru generarea impulsurilor de comandă și realizarea secvenței de alimentare de tipul celei de mai sus, se preferă utilizarea unui numărător binar și a unei matrice de decodificare cu porți logice. Schema de principiu utilizată este prezentată în figura 1.

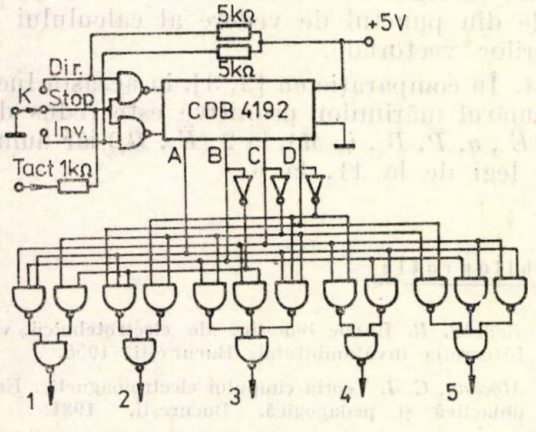


Fig. 1. Etajul de comandă.

S-a utilizat un numărător decadic sincron reversibil de tipul CDB 4192, care asigură 10 stări distincte. Ieșirile directe și negate ale numărătorului sînt aplicate unui sistem de decodificare, care furnizează la cele 5 ieșiri impulsurile de comandă, în secvența dorită, de forma celor din figura 2. Comutatorul K permite realizarea opririi și inversării sensului de numărare. La oprire se menține comanda alimentării fazelor, corespunzător stării numărătorului.

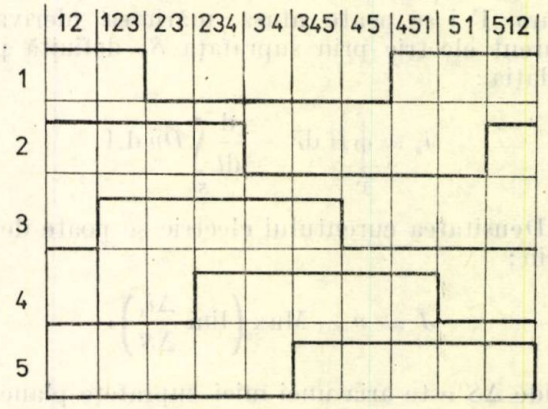


Fig. 2. Secvența impulsurilor de alimentare.

2. Etajul de alimentare

Pentru MPP, care au curenți de fază pînă la cîțiva amperi, este convenabilă alimentarea cu circuite de comutație cu tranzistoare.

Cerințele impuse unui astfel de comutator static sînt asigurarea comutării curenților pe faze, la frecvențe mari, sub o formă cît mai apropiată de dreptunghi, fiabilitate ridicată și preț de cost convenabil.

În esență, problema este de a realiza comutația statică a unei sarcini inductive. Prezența inductivității înfășurării mărește constanta de timp a circuitului și întîrzie astfel stabilirea curentului în faze. Odată cu creșterea frecvenței de comutație scade valoarea medie a curentului reducînd implicit și cuplul util. Se impune, așadar, reducerea timpului de stabilire a curentului, atît la conectarea cît și la deconectarea fazelor. Pentru aceasta, în literatură se propun mai multe metode [1, 2, 3, 4, 5]. Astfel, la conectare, accelerarea procesului tranzitoriu se poate produce prin compensarea caracterului inductiv al circuitului cu o rezistență serie, sau prin utilizarea a două tensiuni de alimentare diferite, sau prin comandă

* Ing. *Crișan, M.* — Întreprinderea „Electromotor" — Timișoara.

chopper la tensiune ridicată. Datorită simplităţii constructive şi a eficacităţii apare atrăgătoare prima metodă, pe care o vom analiza în continuare.

Dintre soluţiile constructive de comutatoare statice, utilizate în prezent [2, 6], pentru comutarea curenţilor relativ intenşi, de cîţiva amperi, apare convenabilă, datorită avantajelor sale, utilizarea comutatorului cu tranzistor compus. Schema folosită pentru alimentarea unei faze este prezentată în figura 3. La primirea impul-

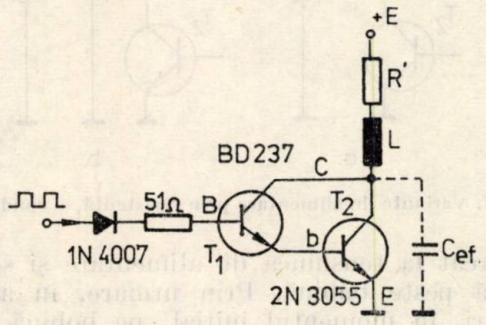


Fig. 3. Etajul de alimentare al unei faze.

sului de comandă, tranzistorul T_1 comandă pe T_2, acesta intrînd în conducţie aproape de zona de saturaţie (T_2 nu ajunge la saturaţie datorită tensiunii u_{Cb}, care rămîne pozitivă şi la saturarea lu T_1). Punctul de funcţionare al tranzistorului T_2 se stabileşte la intersecţia dintre caracteristica lui de ieşire şi dreapta de sarcină (fig. 4), corespunzător ecuaţiei care caracterizează circuitul unei faze a motorului:

$$\frac{d\Psi}{dt} + R' \cdot i_C(t) + u_{CE}(i_C) = E, \qquad (1)$$

unde Ψ este fluxul magnetic total care străbate înfăşurarea fazei, $R' = R + r$, R fiind rezistenţa suplimentară înseriată, iar r rezistenţa proprie a fazei şi u_{CE} este tensiunea pe tranzistor. S-a considerat curentul prin tranzistorul T_1 neglijabil.

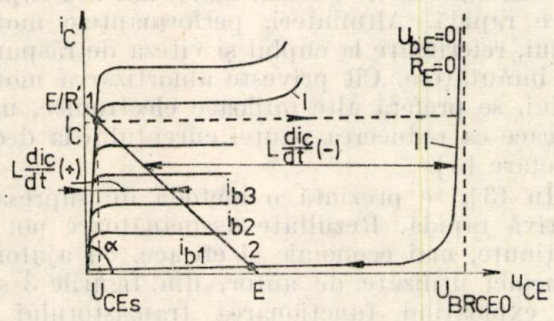


Fig. 4. Reprezentarea funcţionării tranzistorului în regim de comutaţie cu sarcină inductivă.

Circuitul descris de ecuaţia (1) este neliniar datorită dispozitivului semiconductor şi parametric, datorită variaţiei inductivităţii fazei cu unghiul de rotaţie. În cazul în care se consideră şi saturarea circuitului magnetic, trebuie ţinut seama şi de neliniaritatea inductivităţii, prin variaţia acesteia în funcţie de curentul pe fază ($\Psi = L(i_C, t) \cdot i_C$). Cunoscînd caracteristicile elementelor neliniare rezolvarea ecuaţiei (1) se poate face printr-o metodă grafică, sau analitic, prin aproximarea acestor caracteristici [7].

Se consideră, în continuare, cazul circuitului magnetic nesaturat. Caracteristica tranzistorului, în zona iniţială, se aproximează cu o dreaptă de forma $u_{CE} = i_C/\text{tg}\,\alpha$, (fig. 4). Inductivitatea înfăşurării, fiind parametrică, se poate scrie:

$$L(t) = L_0 + L_2 \cdot \cos(z_r \cdot \theta(t)), \qquad (2)$$

în care $L_0 = (L_d + L_q)/2$, $L_2 = (L_d - L_q)/2$, L_d şi L_q fiind inductivităţile longitudinală şi transversală, z_r este numărul de dinţi rotorici, iar $\theta(t) = \Omega t + \theta_0$ este unghiul de rotaţie al rotorului cu viteza unghiulară $\Omega = d\theta/dt$ şi unghiul la momentul iniţial θ_0. În figura 5 s-a reprezentat variaţia inductivităţii $L(t)$, pentru o fază, în funcţie de unghiul de rotaţie, specificîndu-se şi poziţiile comutării fazelor. Motorul analizat fiind polistatoric, inductivităţile mutuale între faze s-au considerat nule.

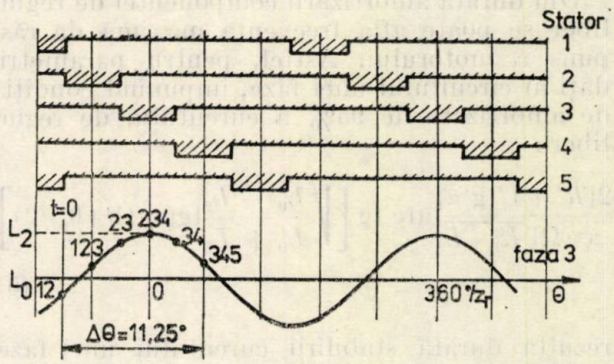


Fig. 5. Variaţia inductivităţii unei faze, funcţie de poziţia rotorului.

Ecuaţia (1) devine:

$$L(t)\frac{di_C}{dt} + \left[\frac{dL(t)}{dt} + \left(R' + \frac{1}{\text{tg}\,\alpha}\right)\right] \cdot i_C = E. \qquad (3)$$

Soluţia acestei ecuaţii are 2 componente, corespunzătoare regimului liber şi forţat. Componenta de regim liber dedusă este:

$$i_{C1} = A\frac{1}{L(t)}\exp\left\{-\right.$$

$$\left. -\frac{2(R'+1/\text{tg}\,\alpha)}{z_r \cdot \Omega\sqrt{L_0^2 - L_2^2}}\,\text{arc tg}\left[\sqrt{\frac{L_0 - L_2}{L_0 + L_2}}\,\text{tg}(z_r(\Omega t + \theta_0)/2)\right]\right\} \cdot \qquad (4)$$

Forma tipică a curentului este reprezentată în figura 6 c. Se observă, astfel, că datorită circuitului parametric, variaţia curentului se abate de la forma exponenţială, care are constanta de timp L_0/R'.

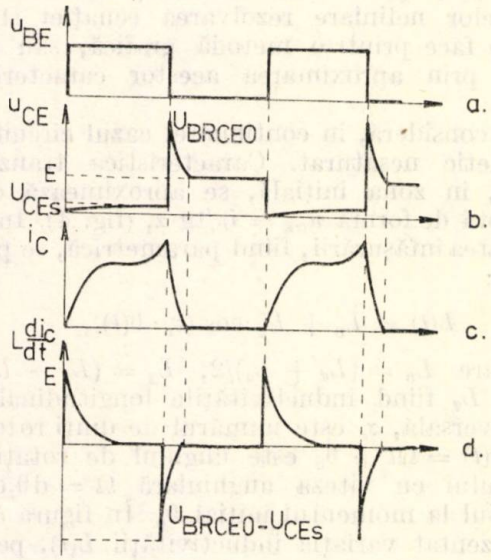


Fig. 6. Diagramele curenţilor şi tensiunilor : a — tensiunea de comandă ; b — tensiunea pe tranzistorul de comutaţie ; c — curentul prin înfăşurare ; d — tensiunea pe înfăşurare.

Din durata amortizării componentei de regim liber se poate afla frecvenţa maximă de răspuns a motorului. Astfel, pentru parametrii daţi ai circuitului unei faze, impunînd condiţia de amortizare de 95% a curentului de regim liber :

$$\frac{2(R'+1/\mathrm{tg}\,\alpha)}{z_r\cdot\Omega\sqrt{L_0^2-L_2^2}}\,\mathrm{arc\,tg}\left[\sqrt{\frac{L_0-L_2}{L_0+L_2}}\,\mathrm{tg}(z_r(\Omega t+\theta_0)/2)\right]=3, \tag{5}$$

rezultă durata stabilirii curentului unei faze la 95% din valoarea nominală,

$$t=3\frac{z_r\cdot\Delta\theta\sqrt{L_0^2-L_2^2}}{2(R'+1/\mathrm{tg}\,\alpha)\,\mathrm{arctg}\left[\sqrt{\frac{L_0-L_2}{L_0+L_2}}\,\mathrm{tg}(z_r(\Delta\theta+\theta_0)/2)\right]}\cdot \tag{6}$$

Frecvenţa maximă de comandă pentru o înfăşurare va fi, (fig. 6 c), $f\max_i = 1/2\,t$. Deoarece ciclul de comandă este de 10 tacturi, frecvenţa maximă de lucru impusă motorului va fi de 10 ori mai mare.

Pentru accelerarea suplimentară a procesului tranzitoriu la conectare, în [2] şi [3] se recomandă două soluţii de conectare a unor condensatoare, ca în figura 7. Trebuie menţionat aici că în ambele cazuri efectul condensatorului este acelaşi. În prima soluţie, la primirea impulsului de deblocare a tranzistorului T_2, condensatorul C, fiind iniţial descărcat, va şunta rezistenţa R, mărind în primul moment panta de creştere a curentului prin bobină. În cazul al doilea, condensatorul în momentul iniţial este

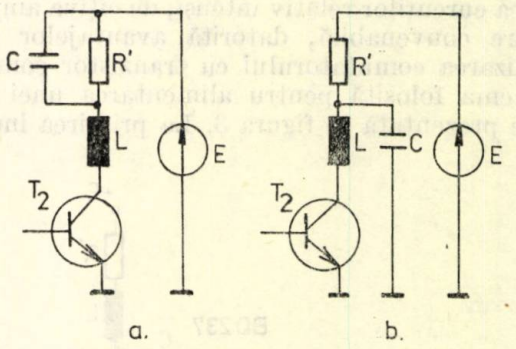


Fig. 7. Variante de alimentare prin rezistenţă — condensator.

încărcat la tensiunea de alimentare şi se descarcă peste bobină. Prin urmare, în ambele cazuri, în momentul iniţial, pe bobină apare tensiunea E.

Pentru cazul simplificat al inductivităţii constante, expresia curentului prin bobină în regim tranzitoriu este :

$$i_C(t)=\frac{E}{R'}-\frac{E}{L\omega}\cdot\exp(-\delta t)\cdot\mathrm{sh}\,(\omega t+2a), \tag{7}$$

unde:

$$\omega=\sqrt{\frac{1}{4R'^2C^2}-\frac{1}{LC}},\quad \delta=\frac{1}{2R'C}\ \text{şi}\ \mathrm{th}\,a=\frac{\omega}{\delta}.$$

Tranzistorul a fost considerat un comutator ideal. În funcţie de semnul lui ω^2, regimul poate fi aperiodic sau oscilant amortizat. Funcţionarea motorului în acest din urmă caz nu este preferabilă datorită instabilităţii ce poate apare la frecvenţa proprie a circuitului $f=\omega/2\pi$.

În general, în sistemele de alimentare a MPP, se urmăreşte ca şi panta curentului la deconectare să fie cît mai mare, adică o supresare rapidă. Altminteri, performanţele motorului, referitoare la cuplul şi viteza de răspuns, se înrăutăţesc. Cît priveşte amortizarea motorului, se preferă alte mijloace electronice, mai eficace ca reducerea pantei curentului la deconectare [3].

În [3], se prezintă o metodă de supresare activă rapidă. Rezultate asemănătoare pot fi obţinute, mai economic şi eficace, cu ajutorul schemei utilizate de autor, din figurile 3 sau 7, exploatînd funcţionarea tranzistorului la străpungere secundară. Soluţia propusă este legată de ideea menţinerii tensiunii pe tranzistor la o valoare cît mai ridicată (tensiunea de străpungere secundară), curentul avînd o descreştere cu atît mai rapidă.

S-a văzut că la conectare, curentul se stabileşte la valoarea finală corespunzătoare intersecţiei dintre dreapta de sarcină şi caracteristica de ieşire a tranzistorului (punctul 1, fig. 4). În momentul în care semnalul în baza tranzistorului T_1 se anulează, T_2 va intra în stare de blocare. Prezenţa sarcinii inductive va determina menţinerea în primul moment a curentului la valoarea nominală. Tensiunea pe înfăşurare devenind negativă şi conform ecuaţiei (1), punctul de funcţionare va avea o tranziţie din poziţia 1 pînă pe caracteristica celei de-a doua străpungeri, corespunzătoare lui $i_b = 0$. Tensiunea pe tranzistor va creşte de la valoarea corespunzătoare saturaţiei U_{CEs}, la valoarea de străpungere (aparentă) U_{BRCE0}, [8], [9]. În final, punctul de funcţionare parcurgînd caracteristica celei de-a doua străpungeri se stabileşte în 2, tranzistorul rămînînd blocat pînă la următorul impuls. Formele tipice pentru curentul de sarcină, tensiunea pe tranzistor şi înfăşurare sînt prezentate în figura 6. În această analiză s-au neglijat procesele tranzitorii de acumulare şi resorbţie a sarcinii purtătorilor minoritari din bază, fenomenul putînd avea influenţă la frecvenţe cu mult mai mari ca cele utilizate pentru MPP.

Aproximînd, pe perioada procesului tranzitoriu la deconectare, tensiunea pe tranzistor, constantă, la valoarea tensiunii de străpungere secundară U_{BRCE0}, din ecuaţia (3) rezultă o valoare negativă spre care ar tinde curentul în regim permanent, egală cu $(E-U_{BRCE0}/)R'$. Dar, deoarece curentul în final este nul, timpul de supresare se deduce sub forma :

$$t_d = \frac{L_0}{R'} \ln \frac{U_{BRCE0}}{U_{BRCE0}-E}, \tag{8}$$

sau simplificat, considerînd o variaţie liniară a curentului,

$$t_d = \frac{L_0}{R'} \frac{E}{U_{BRCE0}}. \tag{9}$$

Rezultă, aşadar, un timp de deconectare mult mai mic ca la conectare şi ca la supresarea clasică prin diodă şi rezistenţă, prezentată în [2, 3, 5]. Particularitatea soluţiei prezentate constă în exploatarea funcţionării tranzistorului în regim de străpungere secundară. În acest sens, în vederea asigurării unei funcţionări normale şi sigure a tranzistorului, în regim de comutaţie cu sarcină inductivă, se impun cîteva precizări.

Bilanţul energetic al circuitului din figura 3, descris de ecuaţia (1), în intervalul cît durează stabilirea curentului în circuit este :

$$\int_0^t E \cdot i_C \cdot dt = \int_0^t i_C \cdot d\Psi + \int_0^t R' \cdot i_C^2 \cdot dt + \int_0^t u_{CE} \cdot i_C \cdot dt, \tag{10}$$

şi deoarece $d\Psi = L \cdot di_C + i_C \cdot dL$,

se obţine :

$$\int_0^t E \cdot i_C \cdot dt = \left| \frac{L \cdot i_C^2}{2} \right|_0^t + \frac{1}{2} \int_0^t i_C^2 dL + \int_0^t R' \cdot i_C^2 \cdot dt + \int_0^t u_{CE} \cdot i_C \cdot dt. \tag{11}$$

$W = \int_0^t E \cdot i_C \cdot dt$, reprezintă energia electrică furnizată de sursă pe întreg intervalul, pentru stabilirea curentului în circuit $W_i = \left| \frac{1}{2} L \cdot i_C^2 \right|_0^t$, reprezintă energia electromagnetică produsă de curentul electric care se stabileşte în circuit, înmagazinată în cîmpul magnetic al inductivităţii. $W_m = \frac{1}{2} \int_0^t i_C^2 \cdot dL$, reprezintă energia electrică furnizată de sursă, care se transformă în lucru mecanic util, datorită variaţiei parametrice a inductivităţii. $W_R = \int_0^t R' i_C^2 \cdot dt$, reprezintă energia disipată sub formă de căldură în elementele rezistive ale circuitului. În fine, $W_T = \int_0^t u_{CE} \cdot i_C \cdot dt$ este energia disipată pe tranzistor sub formă de căldură şi în comparaţie cu ceilalţi termeni se poate neglija.

Considerînd acum, la deconectare, cazul simplificat al inductivităţii constante, bilanţul energetic se exprimă sub forma :

$$\int_0^t E \cdot i_C \cdot dt + \frac{1}{2} L \cdot I_C^2 = \int_0^t u_{CE} \cdot i_C \cdot dt + \int_0^t R' \cdot i_C^2 \cdot dt, \tag{12}$$

ceea ce arată că în perioada deconectării energia electromagnetică a bobinei este restituită integral circuitului şi împreună cu energia electrică a sursei se disipă pe tranzistor şi elementele rezistive. Admiţînd o variaţie liniară a curentului din circuit, pe durata supresării rezultată din (9), energia disipată pe tranzistor rezultă din (12), de forma $W_T = \frac{1}{2} L \cdot I_C^2$.

În regim permanent, la o frecvenţă constantă de lucru, tranzistorul va trebui să disipe pulsuri de putere ca în figura 8 a. La o frecvenţă dată, capacitatea tranzistorului de putere de

a disipa o energie cît mai mare, în regim de străpungere secundară, depinde de performanţele sale constructive şi de proiectarea circui-

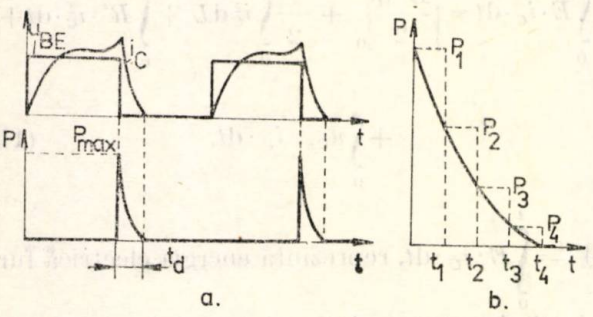


Fig. 8. — Variaţia puterii disipate pe tranzistor.

tului de comutaţie. Regimul de lucru al tranzistorului, pentru L şi I_C date, este cu atît mai greu cu cît se utilizează o sursă de tensiune mai mare de blocare în bază ($U_{bE}<0$), cu o rezistenţă R_{bE} mai mică. În acest caz, gradientul de potenţial din regiunea bazei concentrează curentul de sarcină pe o suprafaţă mică în centrul emitorului, mărind astfel pericolul distrugerii tranzistorului prin efect termic [10]. În baza acestor considerente, în circuitul de comutaţie utilizat (fig. 3), s-a impus $U_{bE}=0$ şi $R_{bE}=\infty$. Totodată, valoarea tensiunii de întoarcere U_{BRCE0} scade cu creşterea lui R_{bE}, [8], [11]. Capacitatea efectivă a colectorului faţă de masă, *Cef*, trebuie menţinută la o valoare mică, pentru a se încărca înainte de atingerea tensiunii U_{BRCE0}, altfel tranzistorul se blochează înainte ca energia înmagazinată în bobină să fie disipată şi *Cef* se descarcă ulterior peste tranzistor, solicitîndu-l suplimentar. În general, pentru tranzistorul funcţionînd în regim de străpunegere secundară se defineşte o arie maximă de siguranţă, ca în figura 9, [10].

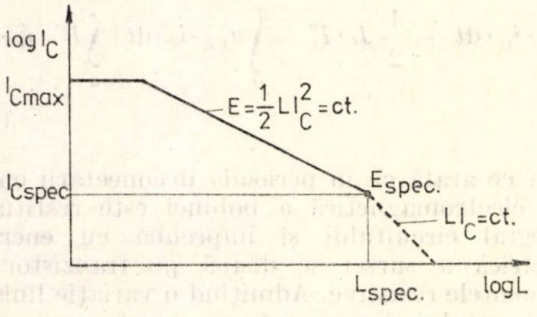


Fig. 9. Aria de siguranţă în funcţionare a tranzistorului în regim de străpungere secundară.

În esenţă, pentru un motor cu caracteristici date, L, I_C, f_{max}, problema este de a determina valoarea maximă a temperaturii regiunii de trecere a tranzistorului, pentru a o compara cu valoarea prescrisă în catalog. Regimul termic intermitent al tranzistorului, determinat de impulsurile de putere cu frecvenţa de comandă a fazei respective (fig. 8), este caracterizat prin variaţia periodică a temperaturii joncţiunii, în regim stabilizat, între o valoare maximă şi minimă. Impulsurile de putere de durată t_d, pot fi aproximate cu un număr oarecare de segmente dreptunghiulare, împărţind corespunzător intervalul de timp în părţi t_k, ca în figura 8 b. Pentru începutul fiecărui interval va rezulta o valoare a curentului cu care se determină valoarea fiecărei trepte de putere. Pentru simplificare (şi în mod acoperitor) se consideră tensiunea pe tranzistor constantă la valoarea U_{BRCE0} şi variaţia curentului, la deconectare, liniară. Pentru fiecare treaptă de putere se determină o supratemperatură staţionară a joncţiunii, cu relaţia :

$$\tau_{sk}=P_k\cdot\theta_{ja}, \tag{13}$$

unde θ_{ja} este rezistenţa termică joncţiune — mediu ambiant, în [grad/W], a tranzistorului. Supratemperatura, pentru întreg pulsul de putere va avea o variaţie exponenţială, pentru fiecare treaptă în parte, cu constanta de timp termică internă a tranzistorului T_i. Supratemperatura iniţială a fiecărei trepte reprezintă supratemperatura finală a treptei anterioare. Fiecare exponenţială va tinde spre valoarea asimptotică a supratemperaturii staţionare corespunzătoare, τ_{sk}. După un interval de timp t_r, de răcire, ciclul se repetă. În regim stabilizat, supratemperatura maximă a joncţiunii tranzistorului, dedusă de autor, este :

$$\tau_{max}=\frac{\tau_{sk}(1-e^{-\frac{t_k}{T_i}})+\tau_{sk-1}(1-e^{-\frac{t_{k-1}}{T_i}})\cdot e^{-\frac{t_k}{T_i}}+\ldots+\tau_{s1}(1-e^{-\frac{t_1}{T_i}})\cdot e^{-\frac{1}{T_i}(t_2+\ldots+t_k)}}{1-e^{-\frac{t_r}{T_i}}\left[1-(1-e^{-\frac{t_k}{T_i}})-(1-e^{\frac{t_{k-1}}{T_i}})\cdot e^{-\frac{t_k}{T_i}}-\ldots-(1-e^{-\frac{t_1}{T_i}})\cdot e^{-\frac{1}{T_i}(t_2+\ldots+t_k)}\right]}. \tag{14}$$

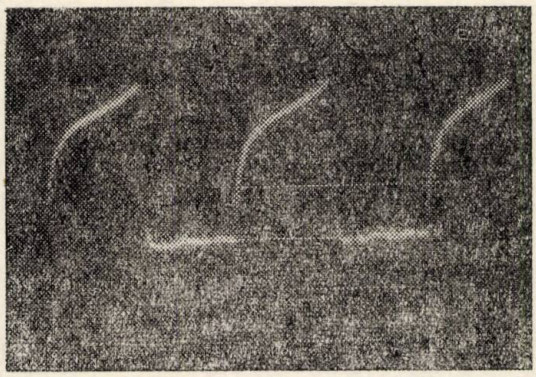
Avînd valoarea temperaturii maxime admisibile a mediului ambiant T_a, precum şi temperatura maximă în funcţionare a joncţiunii $T_{j\,max}$, din datele de catalog, se impune condiţia :

$$T_a+\tau_{max}<T_{j\,max}. \tag{15}$$

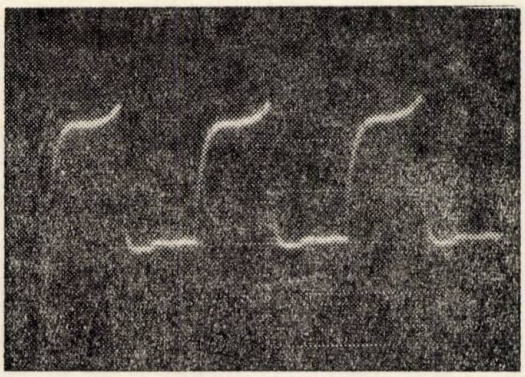
În cazul în care valorile lui L şi I_C sînt prea mari pentru satisfacerea acestei condiţii (fig. 9) se recomandă limitarea tensiunii pe tranzistor sub valoarea U_{BRCE0}, cu o diodă Zener [12, 13].

3. Rezultate experimentale

Sistemul de comandă și alimentare prezentat a fost experimentat pentru un motor pas cu pas polistatoric cu 5 înfășurări de comandă, de tip FUJITSU-EPM 109, cu următoarele caracteristici: $L_d = 1{,}4$ mH, $L_q = 0{,}9$ mH, $r = 0{,}4\ \Omega$, $I_C = 3{,}5$ A, $z_r = 16$. Tensiunea măsurată pe tranzistorul în conducție T_2, de tip 2N 3055, este $U_{CEs} = 0{,}95$ V. Corespunzător secvenței de comandă, pe timpul alimentării unei faze, motorul execută 5 pași, deplasîndu-se cu unghiul $\Delta\theta = 180°/z_r = 11{,}25°$ (fig. 5). Avînd în vedere valoarea la momentul inițial a unghiului de rotație, $\theta_0 = -6{,}75°$, relativ la originea funcției cosinus de variație a inductivității, s-a impus condiția (5), pentru o valoare, spre exemplu, a rezistenței suplimentare $R = 10\ \Omega$, la o tensiune de alimentare $E = 38$ V. Timpul de stabilire a curentului la 95% din valoare nominală, corespunzător relației (6), a rezultat $t = 9{,}22 \cdot 10^{-4}$ s, ceea ce corespunde unei frecvențe $f\max_i = 1/2t = 542$ Hz, pentru o fază. Frecvența maximă de comandă a motorului, admisă prin calcul va fi $F\max = 5420$ pași/s. Rezultatul obținut corespunde cu măsurătorile efectuate. În figura 10 a, este reprezentată oscilograma variației curentului într-o fază a motorului la frecvența de 540 Hz, pînă la care curentul mai atinge valoarea nominală.



a)



b)

Fig. 10. Oscilograme ale curentului prin înfășurare: a — cu rezistență serie de 10 Ω; b — cu rezistență serie de 10 Ω și condensator de 10 μ F (baza de timp 0,5 ms/div).

Dacă se calculează timpul de stabilire a curentului, în cazul simplificat al inductivității constante, așa cum se indică în [2, 3], considerînd constanta de timp $\tau = L_0/R' = 1{,}105 \cdot 10^{-4}$ s, se obține $t = 3\tau = 3{,}3 \cdot 10^{-4}$ s, ceea ce corespunde unei frecvențe maxime de comandă a unei faze $f\max_i = 1\,500$ Hz. Valoarea calculată în acest mod nu corespunde realității. Se observă, așadar, efectul de întîrziere a stabilirii curentului în fazele motorului, datorat variației parametrice a inductivității. Astfel, considerarea acestui fapt în calcul, așa cum s-a văzut, este esențială.

În cazul conectării unei capacități, ca în figura 7, performanțele motorului se îmbunătățesc, spre exemplu, pentru o capacitate de 10 μF, obținîndu-se o frecvență maximă de răspuns a unei faze de 650 Hz, oscilograma variației curentului fiind reprezentată în figura 10 b.

Pentru verificarea unei funcționări normale și sigure a dispozitivului de comutație, s-a procedat, în încheiere, la calculul termic al tranzistoarelor de comutație.

Utilizînd relația (9) pentru calculul timpului de supresare, corespunzător valorii tensiunii $U_{BRCE0} = 90$ V, pentru tranzistorul 2N 3 055 (valoare de catalog, verificată experimental), se obține $t_d = 5{,}4 \cdot 10^{-5}$ s. Impulsurile de putere pe tranzistor, corespunzătoare acestei durate, se pot aproxima prin 4 trepte de durate egale $t_k = 1{,}36 \cdot 10^{-5}$ s, $k = 1, \ldots, 4$. Avînd în vedere considerarea variației liniare a curentului la supresare, rezultă valorile pentru fiecare treaptă $I_{C1} = 3{,}5$ A, $I_{C2} = 2{,}62$ A, $I_{C3} = 1{,}75$ A, $I_{C4} = 0{,}87$ A. Treptele de putere, tensiunea pe tranzistor fiind constantă la valoarea U_{BRCE0}, vor fi corespunzătoare, $P_1 = 315$ W, $P_2 = 236$ W, $P_3 = 158$ W, $P_4 = 78$ W. Conform relației (13), pentru $\theta_{ja} = 4{,}4$°C/W, [10], (tranzistorul montat pe radiator) rezultă supratemperaturile staționare $\tau_{s1} = 1\,386$°C, $\tau_{s2} = 1\,038$°C $\tau_{s3} = 695$°C, $\tau_{s4} = 344$°C. Admițînd, spre exemplu cazul limită al unei frecvențe de comandă de 8 000 pași/s (800 Hz pentru o fază), timpul de răcire, pe o perioadă, a tranzistorului este $t_r = 1/f\max_i - t_d = 1{,}195 \cdot 10^{-3}$ s, (la această frecvență de comandă s-a admis acoperitor că curentul ar atinge valoarea nominală). Constanta de timp termică internă a tranzistorului de putere utilizat se admite la valoarea $T_i = 25$ ms [8] și din relația (14) rezultă supratemperatura maximă a joncțiunii $\tau_{max} = 38$°C. Se observă, deci, că pentru temperatura maximă admisă în funcționare a joncțiunii tranzistorului $T_{jmax} = 200$°C, [10], la o temperatură ambiantă maximă $T_a = 65$° C, cu valoarea obținută $T_j = 103$°C, condiția (15) este satisfăcută cu siguranță.

4. Concluzii

Dispozitivul de comandă și alimentare prezentat a fost realizat numai cu componente electronice indigene, soluția constructivă fiind

simplă, cu performanţe corespunzătoare bune. De altfel, se explică încă o dată, larga utilizare a acestui principiu, de „acţionare prin rezistenţă serie" a motoarelor pas cu pas, la multe firme constructoare [5], [13].

Particularitatea soluţiei constructive prezentate constă în supresarea curentului la tensiunea străpungerii secundare a tranzistorului, respectiv la tensiunea maximă admisă pe tranzistor. Experienţa şi calculul termic efectuat au arătat că dispozitivul prezentat se comportă sigur în funcţionare, la frecvenţe ridicate şi curenţi relativ intensi, fără a fi nevoie de o limitare a tensiunii pe tranzistor.

Este evident că, soluţia de acţionare propusă poate fi aplicată şi la alte tipuri constructive de motoare pas cu pas.

Bibliografie

[1] *Kelemen, A., Crivii, M.* Motoare electrice pas cu pas. Bucureşti, Editura tehnică, 1975.

[2] *Kelemen, A., Trifa, V.* Scheme electronice de comandă şi alimentare penru motoare pas cu pas. In : E.E.A — Electrotehnica **26**, nr. 7, 1978, p. 250—260.

[3] *Kuo, B. C., Kelemen, A.* ş.a. Sisteme de comandă şi reglare incrementală a poziţiei. Bucureşti, Editura tehnică, 1981.

[4] *Măgureanu, R.* Maşini electrice speciale pentru sisteme automate. Bucureşti, Editura tehnică, 1980.

[5] *** Sigma. Stepping Motor Handbook. 1972.

[6] *Goldenberg, L. M.* Teoria şi calculul circuitelor de impulsuri. Bucureşti, Editura tehnică, 1972.

[7] *Savin, G., Rosman, H.* Circuite electrice neliniare şi parametrice. Bucureşti, Editura tehnică, 1973.

[8] *Paul, R.* Tehnica măsurării tranzistoarelor. Bucureşti, Editura tehnică, 1971.

[9] *Konev, I.* Tranzistornie impulsnie ustroistva upravlenia elektrodvigateliami elektromagnitnimi mehanizmami. Moskva, Energia, 1964.

[10] *** Fairchild. Power Data Book. Catalog, 1976.

[11] *Vătăşescu, A.* ş.a. Circuite cu semiconductoare în industrie. Amplificatoare şi oscilatoare. Bucureşti Editura tehnică, 1971.

[12] *Locher, R. E.* On switching inductive loads with power tranzistor. In : I.E.E.E. Trans. on I.E.C.I., **vol. 17,** no. 4, 1970, p. 256—262.

[13] *** Airpax. Stepper Motor Handbook. 1979.

MANIFESTĂRI TEHNICO-ȘTIINȚIFICE

A treia Conferință națională de acționări electrice — Brașov, 28 — 30 mai 1982

În cadrul larg oferit de festivalul național „Cîntarea României", la Universitatea din Brașov a avut loc, în perioada 28—30 mai 1982, a treia conferință națională de acționări electrice, organizată de catedra de Acționări electrice și utilizări ale energiei electrice.

Președintele de onoare al conferinței a fost prof. dr. ing. Nicolae V. Boțan, iar președintele conferinței a fost dr. ing. Florin Teodor Tănăsescu, director general al ICMUE—ICPE București. Președintele comitetului local de organizare a fost prof. dr. ing. Carol Saal, vicepreședinte fiind conf. dr. ing. Iulian Țopa.

Scopul conferinței a fost evidențierea principalelor preocupări și rezultate ale cercetărilor din domeniile acționărilor electrice, convertoarelor electrice și al altor discipline conexe.

Tematica conferinței s-a bucurat de un larg interes din partea specialiștilor din toată țara, fapt demonstrat de participarea la lucrările conferinței a numeroși ingineri, cercetători, cadre didactice universitare.

În deschiderea lucrărilor conferinței au rostit alocuțiuni prof. dr. ing. Carol Saal (Universitatea din Brașov), conf. dr. ing. Mircea Ivan, prorector al Universității din Brașov, prof. dr. ing. Kelemen Arpad (Institutul politehnic Cluj-Napoca), prof. dr. docent ing. Nicolae V. Boțan (Institutul politehnic Iași), prof. dr. ing. Szabo Wilibald (Universitatea din Brașov), prof. dr. ing. Profir Degeratu (Universitatea din Craiova), prof. dr. ing. Eugen Seracin (Institutul politehnic Timișoara), conf. dr. ing. Dumitru Călueanu (Universitatea din Galați), ing. Valerian Ciofu, director științific al ICPE București.

Participanții la conferință au fost salutați de asemenea de tovarășul Ioan Ungur, secretar al comitetului județean Brașov al P.C.R.

Cele 104 lucrări prezentate au reprezentat contribuțiile a 206 autori din 28 de institute de cercetări și proiectări, instituții de învățămînt superior și întreprinderi din 11 localități.

La lucrările conferinței, care s-au desfășurat pe trei secții, au participat aproximativ 500 de invitați — studenți, cercetători, proiectanți, cadre didactice.

Comunicările au fost prezentate prin referate de cîte 10—13 lucrări de către colegii brașoveni.

Lucrările conferinței au fost publicate în limba engleză, în două volume cu titlul: „Proceedings of the Third National Conference on Electrical Drives, Brașov, May 28—30, 1982, însumînd circa 680 pagini. Autorii au primit și extrase.

În continuare se vor prezenta succint principalele probleme dezbătute în cadrul secțiilor de lucru ale conferinței.

Secția A. **Bazele sistemelor de acționare electrică** (43 lucrări)

Lucrările secției au fost conduse de prof. dr. ing. Al. Fransua, prof. dr. ing. C. Saal, prof. dr. ing. E. Seracin. Printre ele se numără:

— Simulări numerice ale comportărilor diferitelor sisteme de acționare electrică și elementelor acestora: sistemul invertor-motor asincron, motorul liniar pas cu pas, motorul asincron trifazat conectat la o rețea monofazată, motorul pas cu pas trifazat hibrid, sistemul sincron de acționare utilizînd motoare de curent continuu, sistemul redresor comandat — motor de curent continuu etc.;

— Metode de determinare a unor mărimi și caracteristici ale sistemelor de acționare electrică și anume cuplului, cuplului de pornire, alunecării, pierderilor suplimentare, parametrilor electromecanici, viteza unghiulară, caracteristica cuplu-turație, caracteristici diamice la sisteme cu motoare liniare, parametrii excitației statice pentru generatoare sincrone etc.;

— Rezultate experimentale referitoare la comportarea unor sisteme de acționare electrică;

— Proiectarea unor sisteme de acționare electrică și a unor elemente ale acestora;

— Prezentarea unor realizări industriale deosebite în domeniul acționărilor electrice și anume acționarea laminoarelor, recuperarea energiei mecanice la standurile de încercări, standuri de încercări pentru cuplaje hidraulice, separatoare electrostatice bazate pe efectul corona etc.

Secția B. **Electronica de putere în sistemele de acționare electrică** (25 de lucrări).

Lucrările secției au fost conduse de prof. dr. ing. A. Kelemen, conf. dr. ing. I. Țopa, conf. dr. ing. I. Matlac, ing. G. Weinrich. Amintim dintre lucrări:

— Simularea numerică a unor convertoare electrice utilizate în sisteme de acționare electrică și anume variatorul de curent continuu pentru alimentarea motoarelor de curent continuu, invertorul de curent pentru alimentarea motoarelor asincrone;

— Studiul analitic al unor convertoare electrice utilizate în sistemele de acţionare electrică şi anume redresorul trifazat conexiune punte, invertorul de curent pentru alimentarea motoarelor asincrone;

— Studiul procesului de comutaţie al tiristorului cu ajutorul teoriei distribuţiei;

— Studiul experimental al unor convertoare electrice utilizate în sistemele de acţionare electrică şi anume: redresorul de tensiune, sistemul invertor de curent-motor asincron, sistemul invertor de curent-motor asincron liniar, invertor monofazat de tensiune pentru tracţiunea electrică feroviară, contactor static trifazat pentru un motor asincron liniar;

— Comanda şi protecţia convertoarelor electrice şi anume: invertorul autonom de tensiune, redresorul cu care sînt echipate locomotivele electrice româneşti, redresor pentru galvanotehnică, convertoare antiparalel, funcţionînd în patru cadrane, utilizate pentru alimentarea unor motoare de curent continuu;

— Prezentarea unor realizări industriale deosebite în domeniul electronicii de putere utilizate în acţionări electrice şi anume: invertor de tensiune pentru tracţiunea electrică feroviară, variatoare de curent continuu pentru echiparea troleibuzelor, convertoare de frecvenţă cu invertoare de curent, convertoare de frecvenţă cu invertoare de tensiune, convertoare de curent continuu pentru acţionarea maşinilor unelte, convertoare de curent continuu pentru metalurgie, invertoare monofazate pentru asigurarea alimentării neîntrerupte cu energie electrică.

Secţia C. **Comanda sistemelor de acţionare electrică** (32 de lucrări)

Lucrările secţiei au fost conduse de prof. dr. ing. I. Dumitrache, conf. dr. ing. Gh. Cruţu, prof. dr. ing. Pr. Degeratu, conf. dr. ing. R. Măgureanu, dintre acestea s-au selectat:

— Comanda discretă a turaţiei motorului asincron;

— Sistem adaptiv de comandă pentru mecanisme cu motoare pas cu pas;

— Traductoare cvasinumerice pentru sisteme de frînare;

— Translator pentru motorul pas cu pas hibrid;

— Comanda unei acţionări liniare cu oscilomotor;

— Comanda cu microprocesor a turaţiei motorului asincron;

— Comanda automată a acţionărilor electrice în galvanotehnică;

— Comanda numerică neliniară a convertoarelor pentru alimentarea motoarelor de curent continuu;

— Comanda automată a unei maşini de electroeroziune;

— Aplicarea microprocesoarelor în acţionările electrice şi în construirea roboţilor industriali;

— Comanda acţionărilor electrice utilizate în industria metalurgică, în oţelării, la laminoare, tratamente termice, maşini unelte, în industria cauciucului.

În încheierea lucrărilor conferinţei a avut loc o masă rotundă în cadrul căreia s-a subliniat marea diversitate a preocupărilor specialiştilor în domeniul acţionărilor electrice şi în domenii înrudite, faptul că în cadrul conferinţei s-au prezentat numeroase lucrări foarte interesante şi cu o gamă largă de aplicaţii. S-a relevat, de asemenea, înaltul nivel ştiinţific al comunicărilor prezentate ca şi necesitatea ca această conferinţă să se ţină periodic.

A treia conferinţă naţională de acţionări electrice, manifestare tradiţională de prestigiu a confirmat utilitatea organizării unor astfel de întîlniri ale specialiştilor din diferite domenii de activitate, interesaţi în aceeaşi măsură în promovarea noului ca şi în aplicarea progresului tehnic şi ştiinţific în domeniul acţionărilor electrice.

A patra conferinţă naţională de acţionări electrice va avea loc la Craiova, în anul 1984.

Ing. *Mihai Cernat*

RECENZII

Vidiasagar, M. Analiza intrare-ieşire a sistemelor mari interconectate. (Input-output analysis of large-scale interconnected systems. Decomposition, Well—Posedness and Stability) Ed. Springer—Verlag, Berlin. Heidelberg. New—York, 1981, 221 p.

În ultima decadă se observă o creştere accentuată a interesului pentru studiul sistemelor mari, ca o disciplină separată, atît în străinătate, cît şi la noi în ţară*. Această carte, care apare în seria „Lecture Notes în Control and Information Science", îşi propune să prezinte o tratare a sistemelor mari, complexe, din punctul de vedere al analizei intrărilor şi ieşirilor.

Pentru a trata problema stabilităţii (sau instabilităţii) sistemelor mari, se tratează mai întîi descompunerea acestora şi descrierea sistemelor mari. Nu este necesar ca cititorul să fi studiat sistemele cu feedback, deoarece elementele acestora rezultă, ca un caz special, al sistemelor mari. Cu toate acestea cititorul trebuie să fie familiarizat cu unele elemente din analiza funcţională (ca : spaţii Lebesgue, teoreme de contracţie etc.).

Capitolul 1 este introductiv, capitolele 2 şi 3 fiind capitole de bază, care tratează : preliminarii matematice şi respectiv amplificare, disipativitate şi pasivitate. Capitolul 4, prezintă problema descompunerii sistemelor mari interconectate, cu ajutorul unor rezultate din teoria grafurilor.

Corectitudinea sistemelor mari interconectate este tratată în capitolul 5. Aceasta înseamnă de fapt enunţarea condiţiilor şi demonstrarea teoremelor care asigură existenţa şi unicitatea soluţiei sistemului mare.

Capitolele 6 şi 7 tratează criteriile de stabilitate pentru sistemele mari, în timp ce criteriile de instabilitate sînt prezentate în capitolele 8 şi 9. Aceste rezultate sînt particularizate şi pentru sistemele cu o singură legătură de reacţie — feedback.

Este neîndoios faptul că lucrarea prezentată abordează probleme actuale ale teoriei sistemelor mari, cu aplicaţii în domeniul conducerii automate a proceselor complexe, cum sînt cele din : centrele electrice, reţele de transport de energie electrică, circuite, industrie şi altele. Ea este de fapt o monografie de înalt nivel, care să prezinte rezultate recente în problemele de descompunere, corectitudine, stabiliate şi instabilitate a sistemelor mari, care pot fi obţinute prin metode de tip „inputoutput'

Lucrarea poate fi recomandată cercetătorilor şi proiectanţilor, din domenii ca automatica, electronica şi informatica ca şi cadrelor didactice şi studenţilor din facultăţile de profil.

* Vezi : F. Stănciulescu, Dinamica sistemelor mari, Ed. Academiei RSR, Bucureşti. 1982.

Krčevinac, S. (editor): Modelarea globală (Global Modelling. Proceedings of the IFIP—WG 7/1 Working Conference Dubrovnik, Jugoslavia, Sept. 1—5, 1980). Springer—Verlag, Berlin. Heidelberg. New York, 1981.

Acest volum conţine lucrările prezentate la Conferinţa de lucru IFIP „Modelarea Globală", care a avut loc de la 1 la 5 septembrie 1980, la Dubrovnic, Iugoslavia şi a fost susţinută de IFIP TC-7 — System Modelling and Optimization şi organizată de către Universitatea din Belgrad şi ETAN (Comitetul iugoslav pentru electronică şi automatică).

Obiectivul conferinţei a fost discutarea problemelor modelării globale, orientate către utilizator, din punct de vedere metodologic şi aplicativ şi să producă o mai mare apropiere între modelişti şi utilizatori. Se apreciază că acest obiectiv al conferinţei a fost atins.

La conferinţă au fost prezentate un număr de 15 lucrări, selecţionate dintr-un mare număr de propuneri ; aceste lucrări sînt următoarele : Abordarea top-down a modelării dinamice globale ; Experienţa cu modelarea sistemului de energie în Serbia ; Modelul UNIDO al cooperării industriale mondiale ; Analiză credibilă pentru studiul politicii publice multi-model ; Modele pe termen lung şi mediu pentru regiunea Asia şi Pacific ; Modelarea consecinţelor politice şi evaluarea proceselor utilizînd sistemul de programe „DEDUC" ; Modele economice ale sistemelor de marketing periodice ; Un nou model de transport urban ; Modelarea autoorganizării sistemelor umane ; Impactul politicii energetice şi de mediu înconjurător asupra proiectării modelelor privind energia ; Tratarea Regiunii arabe în modelele globale ; Rolul IIASA în modelarea globală ; Quasi-modele în evoluţia preţului şi proprietăţile lor calitative ; Un model al interacţiunilor regionale considerînd deficitul de energie ; Contribuţii la modelarea şi simularea sistemelor economice.

Lucrările sînt de un înalt nivel teoretic şi conţin numeroase aplicaţii la rezolvarea unor probleme de interes real.

Cele mai multe dintre lucrările prezentate au evidenţiat şi impactul informatic al modelării globale, mai ales privind transferul de cunoştinţe în domeniu. Modelele globale au nevoie de baze şi bănci de date puternice şi de un software adecvat, ca şi de echipamente de calcul.

Prin aria de cuprindere şi tematica abordată lucrările conferinţei de modelare globală interesează în primul rînd pe analiştii şi proiectanţii de sisteme, care lucrează în domeniul sistemelor informatice macroeconomice, dar şi pe specialişti în baze de date şi software de aplicaţie.

FLORIN STĂNCIULESCU

Revista „*ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA*“ *(E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei de Maşini-unelte, Electrotehnică şi Electronică, apare în cadrul Oficiului de informare documentară al Institutului de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică *(I.C.P.E.)*. Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 şi 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3017.7.02.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii ca şi pentru particulari este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „*INFORMAŢIA*“, Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 2467.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

AEG — TELEFUNKEN

în prezent și în viitor, caracterizat de tradiționala calitate provenită din conștiinciozitatea tehnică.

În ultimul timp AEG a exportat :

- echipamente miniere, în Asia și Africa ;
- sisteme de distribuție de putere de 525 kV, în Egipt ;
- echipamente sofisticate pentru sateliți, în SUA, Canada, țările arabe ;
- sisteme de tracțiune moderne pentru căi ferate și metrouri, în toate colțurile lumii ;
- întrerupătoare de î.t. cu SF6 în diferite țări ;
- turbine cu gaz, în URSS ;
- echipamente navale și pentru foraj maritim, în Asia și Europa ;
- sisteme automate de computerizare și control, în industriile din întreaga lume ;
- sisteme de exploatare a energiei solare, în Mexic, Indonezia, țări africane și R. P. Chineză ;
- electronică de putere.

Sistemele radar „Telefunken" se folosesc în controlul traficului aerian, în Anglia și Belgia etc. Există și alte multe domenii ale tehnologiilor de vîrf unde veți găsi numele de „AEG-TELEFUNKEN".

Noul „AEG-TELEFUNKEN", partenerul Dvs. real de azi și de mîine.

Biroul Reprezentanței
78118 București
Str. Sevastopol 13—17, Ap. 405
Telex : 10477, Telefon 59 20 22

Tîrgul din Leipzig

Republica Democrată Germană

13—19. 3. 1983

Legitimaţii pentru Tîrg şi informaţii se pot obţine la O.N.T. „Carpaţi" sau la Reprezentanţa comercială de pe lîngă Ambasada R.D.G. în R. S. România, str. Dumbrava Roşie nr. 4, Bucureşti.

O.N.T. „Carpaţi" organizează grupe de experţi, cu participare gratuită la vizite şi conferinţe profesionale.

Electrotehnica/tehnica automatizării sub semnul microelectronici

La Tîrgul de primăvară de la Leipzig, 1983, această ramură, ca şi toate celelalte domenii ale tehnicii, este călăuzită de principiul „Eficienţă prin programare cu ajutorul microelectronicii". Ofertele de participare şi informaţiile privind exponatele sînt o dovadă a interesului pe care-l manifestă 22 de ţări faţă de această temă.

Implicarea microelectronicii în pregătirea fabricaţiei, în procesul de producţie, precum şi în produsele acestei ramuri va fi prezentată pe o suprafaţă de 22 000 m^2. Programul de comunicări tehnico-ştiinţifice este consacrat avantajelor utilizării microelectronicii.

Informaţiile tehnice vor fi îmbinate cu demonstraţii practice la locurile de expunere. În centrul acestui program de manifestări se va situa congresul ştiinţific „Raţionalizarea şi automatizarea efectuate prin microelectronică", congres care se va desfăşura între 14 şi 16 martie 1983.

Acest Tîrg merită să fie vizitat !

CONFERINȚA ANUALĂ DE SEMICONDUCTOARE

1983 MAR 08

CAS

ICCE

TIMIȘU DE SUS '83

ORGANIZATĂ DE

CENTRUL DE CERCETARE ȘTIINȚIFICĂ ȘI INGINERIE TEHNOLOGICĂ PENTRU SEMICONDUCTOARE: Comisia inginerilor și tehnicienilor

Ediția a 6-a a Conferinței de Semiconductoare va avea loc la Timișu de Sus în perioada 6-8 octombrie 1983 având următorul profil:

- dispozitive semiconductoare (analiză și modelare)
- tehnologii și metode de caracterizare
- metode și sisteme de testare (semiconductoare)
- aplicații (semiconductoare)

Acceptarea lucrărilor se va face în două trepte interdependente.
Termenele limită de primire a materialelor sînt:

- Rezumate extinse (250 cuvinte) — 30 aprilie 1983
- Rezumate extinse revizuite — 30 iunie 1983
- Lucrări[+)] — La Conferință

Rezumatele se vor trimite tovarășului Bâzu Marius la adresa:
CCSITS (ICCE), Str. Erou Iancu Nicolae Nr. 32B, Sector 2, Cod 72996, București, tel. 334050/554 sau 333040.

[+)] pentru publicare în numărul special (1/1984) al revistei Electrotehnica, Electronica și Automatica

E 2040/1

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 31 • Nr. 2 • FEBRUARIE 1983

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 31 Nr. 2 februarie 1983

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.3.012.8

CIRCUITE ELECTRICE NERECIPROCE
SURSE COMANDATE DE CURENT
ANALIZA MATRICEALĂ

Preda, M., Neamţu, M., Dumitriu, L.: **Analiza simplificată a circuitelor electrice nereciproce prin metoda curenţilor de buclă.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 2, feb 1983, p. 47

În lucrare se prezintă o metodă matriceală simplificată de analiză a circuitelor electrice nereciproce cu surse comandate, care permite o reducere suplimentară, corespunzînd surselor comandate de curent, a numărului de necunoscute din sistemul de ecuaţii în curenţi de buclă. Metoda introduce simplificări importante pentru circuitele complexe prin folosirea unor matrice reduse.

CZ 621.313.322

TURBINE CU ABUR
TRADUCTOR HALL

Heler, A.: **Dispozitiv cu traductor Hall pentru urmărirea în mod continuu a deplasării axiale relative dintre rotorul şi statorul unei turbine cu abur.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 2, feb 1983, p. 53

În lucrare se prezintă posibilitatea folosirii traductorului Hall la urmărirea în mod continuu a deplasării axiale relative dintre rotorul şi statorul unei turbine cu abur, prin intermediul tensiunii Hall. Se descrie dispozitivul cu traductor Hall propus şi se dau rezultatele experimentale obţinute în laborator. Sînt prezentate, de asemenea, avantajele unui astfel de dispozitiv: simplitate, posibilitate de telemăsurare şi telecomandă, inerţie mică, precizie relativ ridicată etc.

CZ 621.3.014.8 : 621.317.083

CIRCUITE REZONANTE
EXCITAŢIE ÎN IMPULSURI
SURSE DE CURENT SINUSOIDAL

Marinescu, A., Calană, St.: **Utilizarea excitaţiei periodice în impulsuri a circuitelor rezonante *RLC* la realizarea unor surse de curent constant sinusoidal.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 2, feb 1983, p. 56

În curent alternativ de joasă frecvenţă apar dificultăţi considerabile la alimentarea unor sarcini inductiv-rezistive neliniare cu curent sinusoidal.

În lucrare se prezintă un nou principiu constructiv care apelează la excitarea periodică în impulsuri a unor circuite rezonante *RLC* serie sau derivaţie, simple sau în cascadă. Se deduce reziduul deformat în fiecare caz iar rezultatele sînt verificate experimental prin realizarea unor surse de curent constant sinusoidal utilizate la alimentarea traductoarelor de forţă de tip magnetoelastic.

CZ 621.3.025

CIRCUITE ELECTRICE
METODE OPERAŢIONALE
TRANSFORMATA LAPLACE

Popa, D.: **O metodă numerică de inversiune a transformatei Laplace a funcţiilor raţionale.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 2, feb 1983, p. 60

Se expune o metodă numerică de inversiune a transformatei Laplace a funcţiilor raţionale cu aplicabilitate directă în rezolvarea automată cu ajutorul calculatoarelor numerice, a circuitelor cu elemente constante concentrate.

CZ 621.315.24

CONDUCŢIE ELECTRICĂ
CONDUCTOARE IZOTROPE ŞI NEOMOGENE

Mitrache, I.: **Forma locală a legii conducţiei electrice pentru conductoare izotrope şi neomogene, în regim electrocinetic staţionar, care includ surse electrochimice de energie.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 2, feb 1983, p. 63

În lucrare se introduce o mărime: intensitatea cîmpului, imprimat suplimentar în regim electrocinetic staţionar, care să caracterizeze local fenomenele de transfer lent de sarcină electrică şi de transport lent de reactant dintr-o sursă electrochimică de energie. Se introduce o relaţie care reprezintă forma locală a legii conducţiei electrice pentru conductoare izotrope şi neomogene, în regim electrocinetic staţionar, care includ surse electrochimice de energie. Se propun denumiri şi simboluri pentru unele mărimi ce intervin în legea conducţiei electrice.

CZ 621.313.322 : 621.3.076.11

GENERATOR SINCRON
COMPOUNDAJ
AUTOEXCITAŢIE

Ionescu, G. M., Beştea, I.: **Contribuţii la calculul schemei de compoundaj derivaţie cu bobina de reactanţă, folosită la generatoarele sincrone cu autoexcitaţie.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 2, feb 1983, p. 66

Lucrarea prezintă principiul de funcţionare a schemei de compoundaj derivaţie. Totodată, stabileşte condiţiile pe care trebuie să le îndeplinească transformatorul de compoundaj şi bobina de reactanţă pentru a asigura o funcţionare eficientă a schemei.

CZ 621.396.614 : 621.314.5

CIRCUITE DE CONVERSIE
GENERATOR MONOIMPULS DE TENSIUNE

Gaber, E.: **Asupra preciziei de măsură a circuitelor de conversie tensiune-frecvenţă şi frecvenţă-tensiune.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 2, feb 1983, p. 69

În articol se discută probleme legate de realizarea convertoarelor tensiune-frecvenţă şi frecvenţă-tensiune avînd în vedere parametrii ce determină precizia de măsură şi stabilitatea la variaţia temperaturii. Se prezintă realizarea unor circuite de conversie *U/F/U* şi performanţele lor.

CZ 621.313.17 : 621 – 531.6

REGLAREA VITEZEI
REDRESOARE ASIMETRICE

Galan, N.: **Reglarea turaţiei motorului de curent continuu cu scheme redresoare asimetrice.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 2, feb 1983, p. 74

Se prezintă o schemă redresoare asimetrică simplă, care permite modificarea tensiunii redresate prin intermediul unui singur tiristor. Sînt evidenţiate problemele cu privire la comportarea acestei scheme alimentate cu un sistem trifazat de tensiuni nesimetric; se calculează tensiunea medie redresată, t.e.m. limită pentru regimul de curent neîntrerupt.

RECENZII

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.3.012.8

НЕОБРАЩЁННЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ
УПРАВЛЯЕМЫЕ ИСТОЧНИКИ ТОКА
МАТРИЧНЫЙ АНАЛИЗ

Преда, М., Нямцу, М., Думитриу, Л.: **Упрощённый анализ необращённых электических цепей методом контурного тока.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 2, февраль 1983, стр. 47

В работе представлен упрощённый матричный метод анализа необращённых электрических цепей с управляемыми источниками, который позволяет дополнительное сокращение, соответствующее управляемым источниками тока, числа неизвестных в системе уравнений контурного тока. Метод вносит значительные упрощения в комплексные цепи при использовании сокращённых матриц.

УДК 621.313.322

ПАРОВЫЕ ТУРБИНЫ
ДАТЧИК ХОЛЛА

Хелер, А.: **Устройство с датчиком Холла для непрерывного наблюдения аксиального перемещения ротора относительно статора паровой турбины.**

EE.A. — Electrotehnica 31, nr. 2, февраль 1983, стр. 53

В работе представлена возможность использования датчика Холла для непрерывного наблюдения за аксиальным перемещением ротора относительно статора паровой турбины посредством напряжения Холла. Описывается устройство с предлагаемым датчиком Холла и даются экспериментальные результаты, полученные в лаборатории. Также представлены преимущества подобного устройства: простота, возможность дистанционного измерения и управления, незначительная инерция, относительно высокая точность и др.

УДК 621.3.014.8 : 621.317.083

РЕЗОНАНСНЫЙ КОНТУР
УДАРНОЕ ВОЗБУЖДЕНИЕ
ИСТОЧНИКИ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

Маринеску, А., Катанэ, Ст.: **Использование периодического ударного возбуждения резонансных контуров RLC для осуществления источников постоянного синусоидального тока.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 2, февраль 1983, стр. 56

В переменном токе низкой частоты появляются значительные трудности при питании нелинейной индуктивно-омической нагрузки синусоидальным током.

В работе представляется новый конструктивный принцип, который обращается к периодическому ударному возбуждению некоторых резонансных контуров RLC, последовательных или паралелльных, простых или каскадных. В каждом случае выводится деформирующий остаток, а результаты экспериментально проверяются путём осуществления источников постоянного синусоидального тока, применяемых при питании силовых датчиков магнитоэластичного типа.

УДК 621.3.025

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ
ОПЕРАЦИОНАЛЬНЫЕ МЕТОДЫ
ИЗОБРАЖЕНИЕ ЛАПЛАСА

Попа, Д.: **Численный метод инверсии изображения Лапласа рациональной функции.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 2, февраль 1983, стр. 60

Предлагается численный метод инверсии изображения Лапласа рациональной функции с непосредственной применяемостью при автоматическом решении с помощью ЭВМ, цепей с постоянными концентрированными элементами.

УДК 621.313.24

ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ПРОВОДИМОСТЬ
ИЗОТРОПНЫЕ И НЕОДНОРОДНЫЕ ПРОВОДНИКИ

Митраке, И.: **Местная форма закона электрической проводимости для изотропных и неоднородных проводников в стационарном электрокинетическом режиме, включающих электрохимические источники энергии.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 2, февраль 1983, стр. 63

В работу вводится величина: интенсивность поля, дополнительно вводимого в стационарном электрокинетичесом режиме, которое местно характеризует явления медленного перехода электрической нагрузки и явления медленного переноса реактанта из электрохимического источника энергии. Вводится отношение, которое выражает местную форму закона электрической проводимости для изотропных и неоднородных проводников, в стационарном электрокинетическом режиме, включающих электрохимические источники энергии. Предлагаются наименования и символы для некоторых величин, включённых в закон электрической проводимости.

УДК 621.313.322 : 621.3.076.11

СИНХРОННЫЙ ГЕНЕРАТОР
КОМПОУНДИРОВАНИЕ
САМОВОЗБУЖДЕНИЕ

Ионеску, Г. М., Бештя, И.: **Вклад в расчёт компоундной схемы в параллельном соединении с реактивной катушкой, применяемой в синхронных генераторах с самовозбуждением.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 2, февраль 1983, стр. 66

В работе представлен принцип функционирования паралелльной компоундной схемы. Одновременно определяются условия, которым должен удовлетворять компоундный трансформатор и реактивная катушка для обеспечения эффективного функционирования схемы.

УДК 621.396.614 : 621.314.5

ЦЕПЬ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ
МОНОИМПУЛЬСНИЙ ГЕНЕРАТОР НАПРЯЖЕНИЯ

Рабер, Е.: **О точности измерения преобразующих цепей напряжение-частота и частота-напряжение.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 2, февраль 1983, стр. 69

В статье рассматриваются вопросы, связанные с осуществлением преобразователей напряжение-частота и частота-напряжение, учитывая параметры, определяющие точность измерения и устойчивость на колебания температуры. Представлено осуществление цепей преобразования $U/F/U$ и их технические характеристики.

УДК 621.313.17 : 621 – 531.6

РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ
АССИМЕТРИЧНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

Галан, Н.: **Регулирование скорости вращения двигателя постоянного тока с ассиметричными выпрямительными схемами.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 2, февраль 1983, стр. 74

Представлена простая ассиметричная выпрямительная схема, позволяющая изменение выпрямляемого напряжения посредством одного единственного тиристора. Обращается внимание на поведение этой схемы, питающейся от несимметричной трёхфазной системы напряжений; вычисляется среднее выпрямляемое напряжение, предельная электродвижущая сила для режима непрерывного тока.

РЕЦЕНЗИИ

INHALT

DK 621.012.8

UNWECHSELBARE STROMKREISE
VOM STROM GELEITETE QUELLE
MATRIXANALYSE

Preda, M., Neamțu, M., Dumitriu, L.: **Vereinfachte Analyse der unwechselbaren Stromkreise durch das Verfahren der Schleifenströme.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 2, Februar, 1983, S. 47

Das Werk stellt ein vereinfachtes Matrixverfahren für din Analyse der unwechselbaren Stromkreise mit geleiteten Quellen, dar. Dadurch ist eine zusätzliche Verringerung gestattet, entsprechen den vom Strom geleiteten Quellen, der Unbekanntenzahl aus dem Gleichungssystem mit Schleifstrom.

Durch Anwendung verminderter Matrixen werden für die Komplexe Kreise wesentliche Vereinfachungen eingeleitet.

DK 621.313.322

DAMPFTURBINEN
HALLUMFORMER

Heler, A.: **Vorrichtung mit Hallumformer zur stetigen Verfolgung des relativen Axialschubs zwischen dem Rotor und Stator einer Dampfturbine.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 2, Februar 1983, S. 53

Es wird hingewiessen aul die Möglichkeit zur Anwendung des Hallumformers fur die stetige Verfolgung des relativen Axialschubs zwischen dem Rotor und Stator einer Dampfturbine mittels Hallspannung.

Die vorgeschlagene Vorrichtung mit Hallumformer wird beschrieben und weiterhin gibt man die erfahrungsmäs-Bigen im Labor erlangten Ergebnisse bekannt. Ebenfalls zeigt man die Vorteile solcher Vorrichtungen an, und zwar: Einfachheit, die Mglichkeit zur Fernmessung und Fernsteuerung, kleine Trägheit, relativ erhöhte Genanigkeit, u.a

DK 621.3.014.8 : 621.317.083

SCHWINGUNGSKREISE
ANREGUNGSABLESUNG
SINUSSTROMQUELLEN

Marinescu, A., Cătană, St.: **Verwendung der periodischen Anregung zu Impulsen von Schwingungskreisen *RLC* zur Durschführung von Quellen unveränderlichen Sinnsstroms.**

E.E.A.— Electrotehnica 31, nr. 2, Februar, 1983, S. 56

Im Werhselstrom miedriger Frequenz erscheinen erhebliche Schwierifkeiten beim Einlauf nichtlinearer induktivwiderstandsfähiger Belastungen mit Sinusstrom.

Das Werk stellt ein neues Konstruktionsprinzip dar, das sich auf die periodische Anregung mit Impulsen mancher Schwinfungskreise *RLC* in Serie oder Ableitung, einfache oder im Abfall berufen lässt.

Der entstandene deformierende Uberrest jedes Falls wird herbeigeleitet und die Ergebnisse werden erfahrungsgemäss durch Ausführung von Quellen unveränderlichem Sinusstrom die zur Speisung der Kraftgeber magnetoelastischen Typs gebraucht werden, auf die Probe gestellt.

DK 621.3.025

STROMKREISE
OPERATIONSVERFAHREN
LAPLACE-TRANSFORMIERTE

Popa, D.: **Ein numerisches Verfahren zur Umkehrung der Laplace-Transformierten von rationalen Funktionen.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 2, Februar 1983, S. 60

Hiermit wird ein numerisches Verfahren zur Umkehrung der Laplace-Transformierten von rationalen Funktionen mit direkter Anwendung für die Selbstlösung mittels Digitalrechner, der standhaften konzentrierten Elementenkreise, dargestellt.

DK 621.315.24

ELEKTRISCHE LEITUNG
ISOTROPISCHE UND UNGLEICHARTIGE LEITUNGEN

Mitrache, I.: **Örtliche Form des Gesetzes elektrischer Leitung für isotropische und ungleichartige Leitungen, im electrokinetischen unbeweghichen Betrieb, die elektrochemische Energiequellen einschliesBen.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 2, Februar, 1983, S. 63

In erster Linie wird eine Grösse eingeführt: Intensität des zusätzliche gedruckten Feldes mit unbeweglichem elektronischem Betrieb die örtlich die Phänomene langsamer Übertragung von electrischer Ladung und langsamem Reaktionspartnertransports ans einer electrochemischen Energiequelle, ennzeichenen soll. Es wird ein Verhältnis eingeführt das die örtliche Form des Gesetres elektrischer Leitung für isotropische und ungleichartige Leitungen, in elektrokinetischen unbeweglichem Betrieb, die elektrochemische Energiequellen einschliessen, darstellt. Weiterhin werden Benennungen und Symbole für GröBen die im Gesetz elektrischer Leitung eintreten, vorgeschlagen.

DK 621.313.322 : 621.3.076.11

SYNCHRONGENERATOR
MIXTUR
SELBSTANREGUNG

Ionescu, G. M., Beștea, I.: **Beiträge zur Berechnung des Mixturschemas Ableitung mit Reaktanzspule verwendet bei den Synchrongeneratoren mit Selbstanregung.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 2, Februar 1983, S. 66

Erstens wird in diesem Werk das Arbeitsprinzip des Mixturschemas Ableitung mit Reaktanzspule angezeigt. Zugleich werden die Bedingungen bestimmt die der Mixturtransformator und die Reaktanzspule erfüllen müssen um ein wirksames Funktionieren des Schemas zu gewähreleisten.

DK 621.396.614 :621.314.5

MISCHSCHALTUNGEN
SPANNUNGSMONOINPULSGENERATOR

Gaber, E.: **Hinblick auf die Messgenauigkeit der Mischschaltungen Spannung-Frequenz znd Frequenz-Spannung.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 2, February 1983, S. 69

In Artikel werden Probleme mit Bezug auf die Erzeugung der Wandler Spannung-Frequenz und Frequenz-Spannung besprochen indem man die Parameter für die Bestimmung der Messgenauigkeit und Beständigkeit beim Temperaturwechsel, berücksichtigt.

Es werden Durchführungen einiger Mischschaltungen *U/F/U* und deren Höchstleistungen dargestellt.

DK 621.313.17 : 621 – 531.6

EINSTELLUNG DER GESCHWINDIGKEIT
ASYMETRISCHE GLEICHRICHTER

Galan, N.: **Einstellung der Drehzahl des Motors mit Gleichstrom mit asymetrischen Gleichrichterschemas.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 2, February, 1983, S. 74

Hiermit wird ein einfaches asymetrisches Gleichrichterschema das die Änderung der gleichgerichteten Spannung mittels eines einzigen Tiristors gestattet, dargestellt. Es werden die Probleme bezüglich des Verhalten dieser Schaltung zu einem dreiphasigen asymetrischen Spannungssystem hervorgehoben; man berechnet die gleichgerichtete Mittelspannung, Grenzelektromotorspannung für den Betrieb des Gleichstroms.

REZENSION

CONTENTS

DC 621.3.012.8

NON-RECIPROCAL ELECTRICAL CIRCUITS
CONTROLLED CURRENT SOURCES
MATRIX ANALYSIS

Preda, M., Neamțu, M., Dumitriu, L.: **A simplified analysis of the bon-reciprocal electrical circuits by loop-currents method.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, no. 2, February 1983, p. 47

The paper presents a simplified matrix analysis method for controlled sources non-reciprocal electrical circuits, which allows an additional reduction of the unknown quantities in the loopcurrents equation system, corresponding to the controlled current sources. The method introduces important simplifications for the complex circuits by using certain reduced matrices.

DC 621.313.322

STEAM TURBINES
HALL TRANSDUCER

Heler, A.: **Hall transducer device for continuously monitoring the relative axial displacement between the rotor and the stator of a steam turbine.**

E.E.A.– Electrotehnica 31, no. 2, February 1983, p. 53

The paper deals with the possibility to use the Hall transducer for continuously monitoring the relative axial displacement between the rotor and the stator of a steam turbine through Hall voltage. The proposed Hall transducer device is described, and the laboratory experimental results, are given. The advantages offered by such a device are also described simple construction, remote measuring and control, low inertia, a comparatively high accuracy, a.s.o.

DC 621.3.014.8:621.317.083

RESONANT CIRCUITS
PULSE EXCITATION
SINUSOIDAL CURRENT SOURCES

Marinescu, A., Catană, St.: **The use of *RLC* resonant circuits periodical pulse excitation for the development of constant sinusoidal current sources.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, no. 2, February 1983, p. 56

In the case of a low frequency a.c. some considerabile difficulties occur concerning non-linear inductive-resistive loads supply with sinusoidal current.

The paper deals with a new type of design which makes use of the periodical pulse excitation of some series or parallel, simple or cascade *RLC* resonant circuits. The deforming residue is determined for each separate case, and the results are experimentally determined by developing some constant sinusoidal current sources used for supplying the magnetoelastic-type power transducers.

DC 621.3.025

ELECTRICAL CIRCUITS
OPERATIONAL METHODS
LAPLACE TRANSFORM

Popa, D.: **An inversion numerical method for the rational functions Laplace transform.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, no. 2, February 1983 p. 60

An inversion numerical method for the rational functions Laplace transform is described, a method which an directly be applied to the automatic solution of the circuits with constant concentrated elements by means of digital computers.

DC 621.315.24

ELECTRICAL CONDUCTION
NON-HOMOGENEOUS AND ISOTROPIC CONDUCTORS

Mitrache, I.: **The local form of the electrical conduction law for non-homogeneous and isotropic conductors in a steady-state electro-kinetic condition, wich include electrochemical energy sources.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, no. 2, February 1983, p. 63

A new quantity is introduced wich is to characterize locally the slow transfer phenomena of electrical charges, and the slow reactant transport from an electrochemical energy source. A relation is also introduced representing the local, form of the electrical conduction law for non-homogeneous and isotropic conductors in a steady-state electro-kinetic condition which comprise electrochemical energy sources. Some notations and symbols are suggested for certain quantities occurring in the electrical conduction law.

DC 621.313.322 : 621.3.076.11

SYNCHRONOUS GENERATOR
COMPOUNDING
SELF EXCITATION

Ionescu, G. M., Beşlea, I.: **Contributions to the computation of the parallel compounding circuit with the reactanee coil used with self-excitation synchronous generators.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, no. 2, February 1983, p. 66

The paper describes the parallel compounding circuit operating principle. The requirements to be met by the compounding transformer and the reactance coil, in order to ensure an efficient operation of the circuit, are also described.

DC 621.396.614 : 621.314.5

CONVERSION CIRCUITS
VOLTAGE MONOPULSE GENERATOR

Gaber, E.: **On the measuring accuracy of the voltage-frequency, and frequency voltage conversion circuits.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, no. 2, February 1983, p. 69

Some problems related to the voltage-frequency and frequency-voltage converters development are discussed, taking into account the parameters which determine the measuring accuracy and the temperature variation stability. The development of some *U/F/U* conversion circuits and their performance are also described.

DC 621.313.17 : 621 – 531.6

SPEED CONTROL
ASYMMETRIC RECTIFIERS

Galan, N.: **The speed control of d.c. motors provided with asymmetric rectifier circuits.**

E.E.A.– Electrotehnica 31, no. 2, Februery 1983, p. 74

A simple asymmetric rectifier circuit is described, wich allows the rectified voltage to be changed by means of a single thyristor. The problems relative to the behaviour of the circuit supplied by a voltage asymmetric three-phase system, are pointed out; the mean average voltage, limiting t.e.m. for the uninterrupted current condition, is also calculated.

REVIEWS

SOMMAIRE

CD 621.3.012.8

CIRCUITS ELECTRIQUES NON-RECIPROQUES
SOURCES DE COURANT COMMANDÉES
ANALYSE MATRICIELLE

Preda, M., Neamțu, M., Dumitriu, L.: **Une analyse simplifiée des circuits électriques non réciproques utilisant la méthode des courants de boucle.**

E.EA.—Electrotehnica 31, no 2, février 1983, p. 47

L'ouvrage présente une méthode matricielle simplifiée d'analyse des circuits électriques non-réciproques utilisant les sources commandées, cette méthode permet une réduction supplémentaire, qui correspond aux sources de courant commandées, du nombre d'innconues du système d'équations en courants de boucle. Cette méthode simplifie beaucoup le probleme des circuits complexes, en utilisant des matrices réduites.

CD 621.313.322

TURBINES A VAPEUR
PALPEUR HALL

Heler, A.: **Dispositif à palpeur Hall pour la surveillance permanente du déplacement axial relatif existent entre le rotor et le stator d'une turbine à vapeur.**

E.E.A.— Electrotehnica 31, no. 2, février 1983, p. 53

L'ouvrage présente les possibilités d'emploi du palpeur Hall pour la surveillance permanentte du deplacement axial relatif entre le rotor et le stator d'une turbine à vapeur, en utilisant la tension Hall. On présente le dispositif à palpeur Hall et on donne les résultats des expériences de laboratoire. On mentionne aussi les avantages d'un tel dispositif tels que: la forme simple, la possibilité de télécommande et de télémesure, l'inertie réduite, la précision relativement grande etc.

CD 621.3.014.8 : 621.313.083

CIRCUITS RESONNANTS
EXCITATION EN IMPULSIONS
SOURCES DE COURANT SINUSOIDAL

Marinescu, A., Calană, Șt.: **L'utilisation de l'excitation périodique en impulsions des circuits resonnants *RLC* pour réaliser des sources de courant sinusoidal constant.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, no. 2, février 1983, p. 56

En courant alternatif basse fréquence apparaissent des difficultés considérables dans l'alimentation de quelques charges inductives-résistives non-linéaires à courant sinusoidal.

L'ouvrage présente un nouveau principe de construction qui fait appel à l'excitation périodique en impulsions des circuits résonnants *RLC* série ou en dérivation, simples ou montés en cascade. Dans chaque situation on déduit le résidu deformant et procède à une vérification expérimentale des résultats obtenus en réalisant des sources de courant sinusoidal constant, sources qu'on emploie à l'alimentation des traducteurs de force du type magnéto-élastique.

CD 621.3.025

CIRCUITS ÉLECTRIQUES
METHODES OPERATIONELLES
TRANSFORMÉE LAPLACE

Popa, D.: **Une méthode numérique d'inversion de la transformée Laplace des fonctions rationnelles.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, no. 2, février 1983, p. 60

On présente une méthode numérique d'inversion de la transformée Laplace des fonctions rationnelle, méthode directement applicable à la solution automatisée à l'aide de calculateur numérique, des circuits à éléments constants et concentrés.

CD 621.315.24

CONDUTIVITÉ ÉLECTRIQUE
CONDUCTEURS ISOTROPES ET NON-HOMOGENES

Mitrache, I.: **Forme particulière de la loi de la conduction électrique applicable aux conducteurs isotropes et non-homogènes, en régime électrocinétique stationnaire, y compris les sources électro-chimiques d'énergie.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, no. 2, février 1983, p. 63

Dans cet ouvrage on introduit une nouvelle grandeur: l'intensité du champ imprimé suplémentaire, en régime electro-cinétique stationnaire, grandeur qui caractérise les phénomènes du transfert lent de la charge électrique et le transport lent de réactance d'une source électro-chimique d'énergie. On introduit une relation représentant la forme particulière de la loi de la conductivité électrique pour les conducteurs isotropes et non-homogènes, en régime électro-cinétique stationnaire, y compris les sources électro-chimiques d'énergie. On propose des termes et des symbôles pour quelques-unes des grandeurs existant dans la loi de la conductivité électrique.

CD 621.313.322 ;621.3.076.11

GENERATEUR SYNCHRONE
COMPOUNDING
AUTO-EXCITATION

Ionescu, G. M., Beștea, I.: **Contributions au calcul du schéma de compounding dérivation avec la bobine de réactance utilisée dans l'ensemble des générateurs synchrones à auto-excitation.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, no. 2, février 1983, p. 66

L'ouvrage présente le principe de fonctionnement du schéma du compounding dérivation. En même temps on établie les conditions que le transformateur de compounding et la bobine de réactance doivent satisfaire, pour réaliser un fonctionnement efficient du schéma.

CD 621.396.614 : 621.314.5

CIRCUITS DE CONVERSION
GENERATEUR MONO-IMPULSION DE TENSION

Gaber, E.: **L'ouvrage concerne le domaine de l'exactitude des mesures réalisées à l'aide de circuits de conversion tension-fréquence et fréquence-tension.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, no. 2, février 1983, p. 69

L'article présente les problèmes concernant la réalisation des convertisseurs tension-fréquence et fréquence-tension tenant compte des paramètres qui détermine l'exactitude des mesures et la stabilité malgré les variations de température. On présente la réalisation pratique des circuits de conversion *U/F/U* ainsi que leurs performances.

CD 621.313.17

REGLAGE DE LA VITESSE
REDRESSEURS ASYMETRIQUES

Galan, N.: **Réglage du nombre de tours de moteur à couran continuu à schéma redresseur asymétrique.**

E.EA.—Electrotehnica 31, no. 2, février 1983, p. 74

On présente un schéma redresseur asymétrique simple qui rend possible la modification de la tension redressée à l'aide d'un seul thyristor. On met en évidence les problèmes concernant le comportement de ce schéma alimenté par un système asymétrique de tension triphasé. On calcule la tension moyenne redressée-t.e.m. qui représente la limite du régime de courant continuu.

O expoziție specializată

de la 4 la 8 aprilie 1983
în București

organizată de **V/O MASHPRIBORINTORG**

și firma sa **TEST.**

Firma exportă și importă:

- materiale și aparate de încercări ale diverselor materiale;
- aparate pentru controlul nedistructiv;
- material de laborator;
- aparatură pentru protecția căilor respiratorii;
- instrumente hidrometeorologice și echipamente meteorologice.

Sînt prezente în standuri:

aparate pentru controlul calității și încercări ale diferitelor materiale, instrumente și echipamente meteorologice.

Fiți bineveniți la expoziția

V/O MASHPRIBORINTORG

Adresa expoziției:
str. arh. Ion Mincu 19, Centrul tehnic
Orele de vizitare: 10—16

PUBLICOM

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAŞINI-UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ŞI ELECTRONICĂ

Electrotehnica nr. 2

CZ 621.3.012.8

CIRCUITE ELECTRICE NERECIPROCE
SURSE COMANDATE DE CURENT
ANALIZĂ MATRICEALĂ

Analiza simplificată a circuitelor electrice nereciproce prin metoda curenţilor de buclă

MARIUS PREDA, MARIA NEAMŢU, LUCIA DUMITRIU* — BUCUREŞTI

Introducere

În lucrare se prezintă o metodă matriceală simplificată de analiză a circuitelor electrice nereciproce cu surse comandate, care permite o reducere suplimentară, corespunzînd surselor comandate de curent, a numărului de necunoscute din sistemul de ecuaţii în curenţi de buclă.

Metoda introduce simplificări importante pentru circuitele complexe prin folosirea unor matrice reduse.

Pentru stabilirea unui număr redus de necunoscute, se alege în graful circuitului un coarbore care să conţină toate sursele de curent (independente sau comandate) şi laturi în impedanţă (inclusiv laturi de comandă).

Curenţii tuturor laturilor cu impedanţă din arbore se exprimă în funcţie de curenţii unui număr redus de laturi din coarbore, corespunzînd laturilor în impedanţă.

Forma matriceală a ecuaţiilor în curenţi de buclă (curenţii coardelor reduse) se deduce în două variante după cum laturile de comandă a surselor de curent comandate sînt în arbore sau coarbore. Prin compararea variantelor se scot în evidenţă simplificările importante ce se obţin prin alegerea laturilor de comandă a surselor de curent în coarbore.

Din analiza efectuată se evidenţiază, de asemenea, simplificările care apar în scrierea matricei impedanţelor buclelor $[Z_B]$, în cazul în care comanda surselor de tensiune comandate este numai în arbore.

* Prof. dr. ing. *Preda, M.*, ş.l. ing. *Neamţu, M.*, as. ing. *Dumitriu, L.* — Institutul politehnic — Bucureşti.

1. Forma matriceală a ecuaţiilor în curenţi de buclă reduşi

În graful circuitului se alege un arbore care să conţină toate sursele ideale de tensiune (independente sau comandate) ceea ce este posibil pentru circuitele folosite uzual în tehnică, şi laturile de comandă în scurtcircuit. Alegerea nu este posibilă în cazul secţiunilor ce conţin numai surse de curent şi laturi de comandă. Dacă circuitul conţine şi nulori, aceştia vor fi cuprinşi tot în arbore.

Coarborele va conţine, dacă e posibil, toate sursele de curent (independente sau comandate) şi laturi cu impedanţe (l'_c). Necunoscutele vor fi curenţii acestor laturi.

Alegerea buclelor se face astfel încît să conţină o singură latură coardă (l'_c), al cărui sens impune sensul curentului de buclă (dacă circuitul conţine nulori, buclele alese nu vor conţine laturi cu noratoare).

Pentru a pune uşor în evidenţă numărul redus de laturi l'_c, respectiv de bucle, se pot construi două grafe: graful de curent G^I şi graful de tensiune G^U [2].

În lucrare se folosesc următoarele notaţii pentru elementele, laturile şi intensităţile curenţilor corespunzătoare acestora:

$l_J(J)$ — laturi cu surse independente de curent;
$l_{J'}(J')$ — laturi cu surse de curent comandate;
$l_n(n)$ — laturi cu nulatoare;
$l_N(N)$ — laturi cu noratoare;
$l_E(E)$ — laturi cu surse ideale independente de tensiune;
$l_{E'}(E')$ — laturi cu surse de tensiune comandate;
n_t — numărul total de noduri al circuitului;
$l_c(I_{l_c})$ — laturi coarde;

$l'_c(I_{l'_c})$ — laturi coarde reduse corespunzînd laturilor cu ecuaţii caracteristice în impedanţă ($l_{c'} = l_c - l_J - l_{J'}$);

$l'_r(I_{l'_r})$ — laturi ramuri reduse corespunzînd laturilor cu ecuaţii caracteristice în impedanţă;

$l(I_l)$ — laturi cu ecuaţii caracteristice în impedanţă ($l = l'_c + l'_r$);

l_z — laturi comandate în impedanţă ($l_z = l'_c + l'_r + l_{E'} = l + l_{E'}$);

l_{z_c} — laturile $l_{c'}$ şi acea parte din $l_{E'}(l_{E'_c})$ avînd comanda în laturile coardă ($l_{z_c} = l'_c \pm l_{E'_c}$);

l_{z_r} — laturile $l_{r'}$ şi acea parte din $l_{E'}(l_{E'_r})$ avînd comanda în laturile ramuri ($l_{z_r} = l'_r + l_{E'_r}$);

$l_C(I_C)$ — laturi de comandă a surselor comandate de curent;

l_E — laturi cu surse independente reale sau ideale de tensiune.

Graful de curent va conţine toate laturile cu surse de curent (l_J, $l_{J'}$) şi toate laturile avînd curenţi de comandă (inclusiv laturi în scurtcircuit).

Pentru construirea G^I se procedează la eliminarea prin scurtcircuitare a laturilor l_E, $l_{E'}$, l_N şi lăsare în gol a laturilor l_n.

În cazul în care o parte din aceste laturi sînt laturi avînd curenţi de comandă, ele vor apare în G^I. Eliminările de mai sus nu vor afecta nici una din laturile avînd curenţi de comandă legate în paralel cu l_E, $l_{E'}$, l_N, ele formînd bucle proprii în G^I.

Astfel G^I va conţine un număr de laturi (l^I) redus cel mult la $l^I = 1 - 2\,l_N - l_E - l_{E'}$ şi un număr de noduri (n^I) redus cel mult la $n^I = n_t - l_N - l_E - l_{E'}$ şi în consecinţă un număr de bucle redus $b^I = l^I - n^I + 1$.

Se alege în G^I un coarbore ce conţine toate laturile l_J, $l_{J'}$ şi l'_c punîndu-se în evidenţă buclele ataşate fiecărei coarde $l_{c'}$.

Se vor exprima $I_{l'_r}$ în funcţie de $I_{l'_c}$, J, J', folosind matricele de incidenţă a laturilor l'_r la aceste bucle.

Graful de tensiune G^U nu va conţine laturile l_J, $l_{J'}$, l_N, care se elimină prin lăsare în gol şi nici laturile l_n, eliminate prin scurtcircuitare.

Astfel, în G^U va apare un număr de bucle reduse b^U, fiecare buclă fiind ataşată unei singure coarde l'_c.

Se exprimă matricea curenţilor coardelor:

$$I_{l_c}] = \begin{bmatrix} I_{l'_c} \\ J \\ J' \end{bmatrix}. \qquad (1)$$

Curenţii $I_{l'_r}]$ se exprimă în funcţie de $I_{l_c}]$ fie în graful circuitului, fie în G^I, folosind matricea de incidenţă a laturilor l'_r la buclele corespunzătoare laturilor coarde:

$$I_{l'_r}] = \left[C^I_{l'_r B_c}\right] I_{l_c}] = \left[C^I_{l'_r B'_c}\right] I_{l'_c}] + \left[C^I_{l'_r B_J}\right] J] + \left[C^I_{l'_r B_{J'}}\right] J']. \qquad (2)$$

Se prezintă metoda propusă în două variante după cum laturile de comandă a surselor de curent se află în arbore (varianta A) sau în coarbore (varianta B).

Varianta A

Grupînd parametrii de comandă ai surselor J' în matricea de transfer $[A_{J'C}]$, se poate exprima J' astfel:

$$J'] = [A_{J'C}]\, I_C]. \qquad (3)$$

Curenţii de comandă I_C se exprimă în funcţie de I_{l_c}, folosind matricea de incidenţă a laturilor de comandă la buclele ataşate laturilor coarde:

$$I_C] = \left[C^I_{CB'_c}\right] I_{l'_c}] + \left[C^I_{CB_J}\right] J] + \left[C^I_{CB_{J'}}\right] J'.] \qquad (4)$$

Înlocuind (3) în (2) şi ţinînd seama de (4) se obţine:

$$I_{l'_r}] = \left[\mathcal{C}^I_{l'_r B'_c}\right] I_{l'_c}] + \left[\mathcal{C}^I_{l'_r B_J}\right] J], \qquad (5)$$

unde:

$$\left[\mathcal{C}^I_{l'_r B'_c}\right] = \left[C^I_{l'_r B_{c'}}\right] + \left[C^I_{l'_r B_{J'}}\right]\left([1] - \left[A_{J'C}\right]\left[C^I_{CB_{J'}}\right]\right)^{-1}\left[A_{J'C}\right]\left[C^I_{CB'_c}\right], \qquad (5a)$$

$$\left[\mathcal{C}^I_{l'_r B_J}\right] = \left[C^I_{l'_r B_J}\right] + \left[C^I_{l'_r B_{J'}}\right]\left([1] - \left[A_{J'C}\right]\left[C^I_{CB_{J'}}\right]\right)^{-1}\left[A_{J'C}\right]\left[C^I_{CB_J}\right]. \qquad (5b)$$

Curenţii din toate laturile cu impedanţe se pot exprima astfel:

$$I_l] = \begin{bmatrix} I_{l'_c} \\ I_{l'_r} \end{bmatrix}. \qquad (6)$$

În G^U vor interveni, în afară de laturile l, laturi cu surse ideale independente sau comandate ($l^U = l + l_E + l_{E'}$). Sursele de tensiune comandate pot avea, în general, comanda în I_l (sau în tensiuni ale acestor laturi).

În circuitele complexe se vor obţine simplificări importante dacă se va lucra cu matrice de incidenţă reduse. Pentru aceasta se vor scrie

căderile de tensiune separat pentru laturile comandate în impedanţă, grupate pe l_{z_c} şi l_{z_r} şi separat căderile de tensiune pentru toate sursele de tensiune independente reale sau ideale (l_E).

Pentru laturile l_z se vor scrie separat matricele de incidenţă ale laturilor l_{z_c} şi l_{z_r} la buclele b^U.

Teorema a doua a lui Kirchhoff în buclele b^U din G^U se exprimă astfel :

$$\left[C^U_{Bl_{z_c}}\right] U_{l_{z_c}}\right] + \left[C^U_{Bl_{z_r}}\right] U_{l_{z_r}}\right] - \left[C^U_{Bl_E}\right] E\right] = 0, \tag{7}$$

unde :

$$U_{l_{z_c}}\right] = \left[Z_{l_{z_c} l'_c}\right] I_{l'_c}\right],$$
$$U_{l_{z_r}}\right] = \left[Z_{l_{z_r} l'_r}\right] I_{l'_r}\right]. \tag{7'}$$

$\left[C^U_{Bl_{z_c}}\right]$, $\left[C^U_{Bl_{z_r}}\right]$, $\left[C^U_{Bl_E}\right]$ — matrice de incidenţă reduse ale laturilor l_{z_c}, l_{z_r}, respectiv l_E la buclele b^U ;

$\left[Z_{l_{z_c} l'_c}\right]\left(\left[Z_{l_{z_r} l'_r}\right]\right)$ — matricea impedanţelor laturilor l_{z_c} (l_{z_r}), care cuprinde atît impedanţele laturilor $l'_c(l'_r)$, cît şi impedanţele de comandă (cu semnul minus) ale surselor de tensiune comandate, avînd comanda în coarde (în ramuri).

Ordinea de scriere a laturilor în matricele $[Z]$ va fi l'_c, l'_r, $l_{E'}$.

Înlocuind (5) în (7') şi prelucrînd (7) se obţine forma matriceală a ecuaţiilor curenţilor de buclă reduşi :

$$\left[Z_B\right] I_{l'_c}\right] = E_B\right], \tag{8}$$

unde matricea impedanţelor buclelor $[Z_B]$ are forma :

$$\left[Z_B\right] = \left[C^U_{Bl_{z_r}}\right]\left[Z_{l_{z_c} l'_c}\right] + \left[C^U_{Bl_{z_r}}\right]\left[Z_{l_{z_r} l'_r}\right]\left[\mathcal{C}^I_{l'_r B'_c}\right] \tag{8a}$$

iar matricea tensiunilor buclelor $E_B]$ are forma :

$$E_B\right] = \left[C^U_{Bl_E}\right] E\right] - \left[C^U_{Bl_{z_r}}\right]\left[Z_{l_{z_r} l'_r}\right]\left[\mathcal{C}^I_{l'_r B_J}\right] J\right]. \tag{8b}$$

Relaţia (8) permite calculul unui număr redus $I_{l'_c}$ de curenţi dintr-un sistem de $b^U = l'_c$ ecuaţii independente scrise în G^U.

Pe baza relaţiei (2) se obţin apoi curenţii $I_{l'_r}$.

Curenţii nedeterminaţi din celelalte laturi (de tip l_N, l_E, $l_{E'}$) se obţin prin aplicarea primei teoreme a lui Kirchhoff în noduri convenabil alese, iar tensiunile la bornele laturilor l_N, l_J, $l_{J'}$, se obţin prin aplicarea celei de-a doua teoreme a lui Kirchhoff pe bucle convenabil alese.

Se observă că pentru circuitele cu surse de tensiune comandate avînd comanda numai în arbore, matricea $\left[Z_{l_{z_c} l'_c}\right]$ devine matrice diagonală, iar matricea de incidenţă $\left[C^U_{Bl_{z_c}}\right]$ devine matrice unitate, produsul $\left[C^U_{Bl_{z_c}}\right]\left[Z_{l_{z_c} l'_c}\right]$ devine matrice diagonală corespunzătoare laturilor l'_c.

Varianta B

Dacă laturile de comandă ale surselor $J']$ se aleg în coarbore, curenţii de comandă $I_C]$ ai surselor $J']$ fac parte din matricea $I_{l'_c}]$. Relaţia (3) devine :

$$J'\right] = \left[A_{J' l'_c}\right] I_{l'_c}\right]. \tag{9}$$

Înlocuind (9) în (2) şi prelucrînd se obţine :

$$I_{l'_r}\right] = \left[\mathcal{C}^I_{l'_r B'_c}\right] I_{l'_c}\right] + \left[C^I_{l'_r B_J}\right] J\right], \tag{10}$$

unde :

$$\left[\mathcal{C}^I_{l'_r B'_c}\right] = \left[C^I_{l'_r B'_c}\right] + \left[C^I_{l'_r J'}\right]\left[A_{J' l'_c}\right]. \tag{10a}$$

Comparînd relaţiile (10), (10 a), cu relaţiile (5), (5 a), (5b), se observă simplificarea considerabilă ce se obţine prin alegerea laturilor de comandă în coarbore.

Ecuaţia matriceală corespunzătoare curenţilor de buclă reduşi are aceeaşi formă ca şi în varianta A, relaţia (8), dar cu matricele $[Z_B]$ şi $E_B]$ într-o formă mult simplificată :

$$\left[Z_B\right] = \left[C^U_{Bl_{z_c}}\right]\left[Z_{l_{z_c} l'_c}\right] + \left[C^U_{Bl_{z_r}}\right]\left[Z_{l_{z_r} l'_r}\right]\left[\mathcal{C}^I_{l'_r B'_c}\right], \tag{11}$$

$$E_B\right] = \left[C^U_{Bl_E}\right] E\right] = \left[C^U_{Bl_{z_r}}\right]\left[Z_{l_{z_r} l'_r}\right]\left[C^I_{l'_r B_J}\right] J\right].$$

2. Exemple de calcul

Aplicaţia 1. În figura 1 se dă schema echivalentă a unui amplificator cu reacţie negativă.

Se alege direct în graful circuitului (fig. 2) arborele $\mathcal{A}\{2, 8, 9, 10, 12, 13\}$ şi coarborele $\mathcal{C}$

{3, 4, 6, 11, 1, 5, 7} (reprezentat cu linie îngroșată), care conține toate sursele de curent și laturile de comandă. În coarbore primele 4 laturi sînt laturile l'_c. Acestor laturi li se atașează buclele $b_1\{3, 9, 2,\}$; $b_2\{4, 8, 9, 10, 13\}$; $b_3\{6, 2, 10, 13\}$ și $b_4\{11, 2, 10, 12\}$.

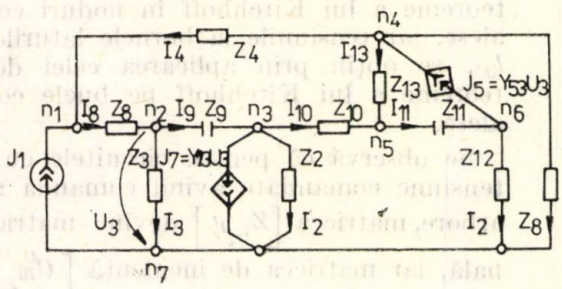


Fig. 1. Schema circuitului cu surse comandate.

$$\left[C_{Bl_z}\right]=\begin{array}{c} \\ b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{array}\begin{array}{c} \begin{array}{cccccc} l_2 & l_8 & l_9 & l_{10} & l_{12} & l_{13} \end{array} \\ \begin{bmatrix} -1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & +1 & +1 & +1 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & +1 & 0 & -1 \\ -0 & 0 & 0 & +1 & +1 & 0 \end{bmatrix} \end{array}.$$

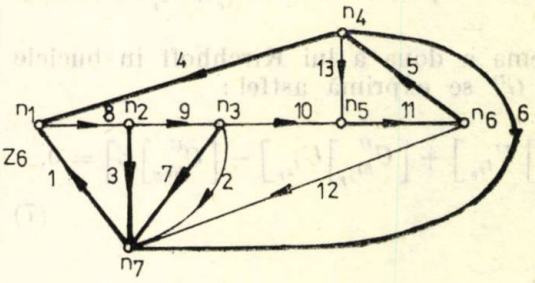


Fig. 2. Graful circuitului cu surse comandate.

Bucla atașată sursei J_1 este $b_5\{1, 8, 9, 2\}$, iar buclele atașate celor două surse J_5 și J_7 sînt $b_6\{5, 13, 10, 2, 12\}$; $b_7\{7, 2\}$. Laturile l'_r sînt toate laturile arborelui.

Deoarece circuitul nu conține surse de tensiune comandate, matricele $\left[Z_{l_{z_c} l'_c}\right]$ și $\left[Z_{l_{z_r} l'_r}\right]$ vor fi matrice diagonale ale laturilor coarde reduse $\left[Z_{l'_c l'_c}\right]$, respectiv ramuri reduse $\left[Z_{l'_r l'_r}\right]$.

Matricele de incidență scrise pe graful circuitului — figura 2 — sînt:

$$\left[C_{l_{r'} B_J}\right]=\begin{array}{c} \\ l_2 \\ l_8 \\ l_9 \\ l_{10} \\ l_{12} \\ l_{13} \end{array}\begin{array}{c} \begin{array}{c} b_5 \end{array} \\ \begin{bmatrix} +1 \\ +1 \\ +1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{array} \qquad \left[C_{l_{r'} B_{J'}}\right]=\begin{array}{c} \\ l_2 \\ l_8 \\ l_9 \\ l_{10} \\ l_{12} \\ l_{13} \end{array}\begin{array}{c} \begin{array}{cc} b_6 & b_7 \end{array} \\ \begin{bmatrix} +1 & -1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -1 & 0 \\ -1 & 0 \\ +1 & 0 \end{bmatrix} \end{array}$$

$$\left[C_{l'_r B'_c}\right]=\begin{array}{c} \\ l_2 \\ l_8 \\ l_9 \\ l_{10} \\ l_{12} \\ l_{13} \end{array}\begin{array}{c} \begin{array}{cccc} b_1 & b_2 & b_3 & b_4 \end{array} \\ \begin{bmatrix} -1 & 0 & -1 & -1 \\ 0 & +1 & 0 & 0 \\ -1 & +1 & 0 & 0 \\ 0 & +1 & +1 & +1 \\ 0 & 0 & 0 & +1 \\ 0 & -1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \end{array}.$$

Matricea de transfer este:

$$\left[A_{J' l'_c}\right]=\begin{array}{c} \\ l_5 \\ l_7 \end{array}\begin{array}{c} \begin{array}{cccc} l_3 & l_4 & l_6 & l_{11} \end{array} \\ \begin{bmatrix} Y_{53}Z_3 & 0 & 0 & 0 \\ Y_{73}Z_3 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{array},$$

Matricea impedanțelor de buclă este:

$$\left[Z_B\right]=\begin{bmatrix} Z_3+Z_2+Z_9+Z_2Y_{73}Z_3-Z_2Y_{53}Z_3 & Z_9 & Z_2 & Z_2 \\ -Z_9-(Z_{10}+Z_{13})Y_{53}Z_3 & Z_4+Z_8+Z_9+Z_{10}+Z_{13} & Z_{10}+Z_{13} & Z_{10} \\ Z_2-Y_{53}Z_3(Z_2+Z_{10}+Z_{13})+Z_2Y_{73}Z_3 & Z_{10}+Z_{13} & Z_6+Z_2+Z_{10}+Z_{13} & Z_2+Z_{10} \\ Z_2-(Z_2+Z_{10}+Z_{12})Y_{53}Z_3+Z_2Y_{73}Z_3 & Z_{10} & Z_2+Z_{10} & Z_2+Z_{10}+Z_{12} \end{bmatrix}.$$

iar matricea t.e.m. a buclelor:

$$E_B]=\begin{array}{c} \\ b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{array}\begin{array}{c} \begin{array}{c} \end{array} \\ \begin{bmatrix} (Z_2+Z_9)J_1 \\ -(Z_8+Z_9)J_1 \\ Z_2J_1 \\ Z_2J_1 \end{bmatrix} \end{array}.$$

Cu matricele $[Z_B]$ și $E_B]$ se rezolvă ecuația matriceală (8) și se obțin curenții de buclă reduși $I_{l'_c}]$.

Curenții $I_{l'_r}]$ rezultă conform relației (10):

$$I_2=(Y_{53}Z_3-Y_{73}Z_3-1)I_3-I_6-I_7+J_1;$$

$$I_8=I_4+J_1,$$

$$I_9=-I_3+I_4+J_1,$$

$$I_{10}=-Y_{53}Z_3I_3+I_4+I_6+I_{11},$$

$$I_{12}=-Y_{53}Z_3I_3+I_{11},$$

$$I_{13}=Y_{53}Z_3I_3-I_4-I_6,$$

iar tensiunile la bornele surselor de curent:

$$U_{J1}=-Z_8I_8-Z_3I_3,$$

$$U_{J5}=-Z_{11}I_{11}-Z_{13}I_{13},$$

$$U_{J7}=Z_2I_2.$$

Aplicația 2

În exemplul de mai jos se urmărește aplicarea metodei expuse în cazul folosirii a două grafe — G^I și G^U pentru circuitul cu surse comandate și nulori reprezentat în figura 3.

Se construiesc grafele de curent G^I (fig. 4a) și de tensiune G^U (fig. 4b) pe baza condițiilor

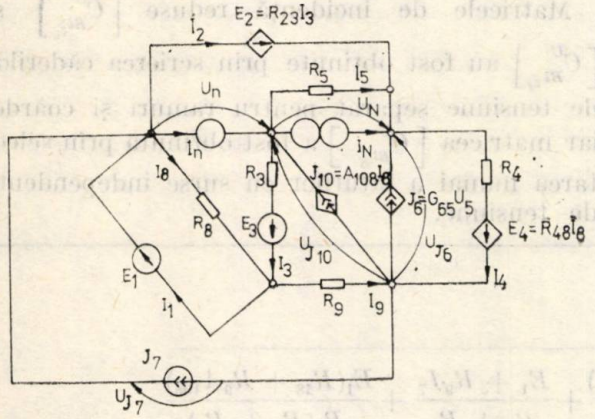


Fig. 3. Schema circuitului cu surse comandate și nulori.

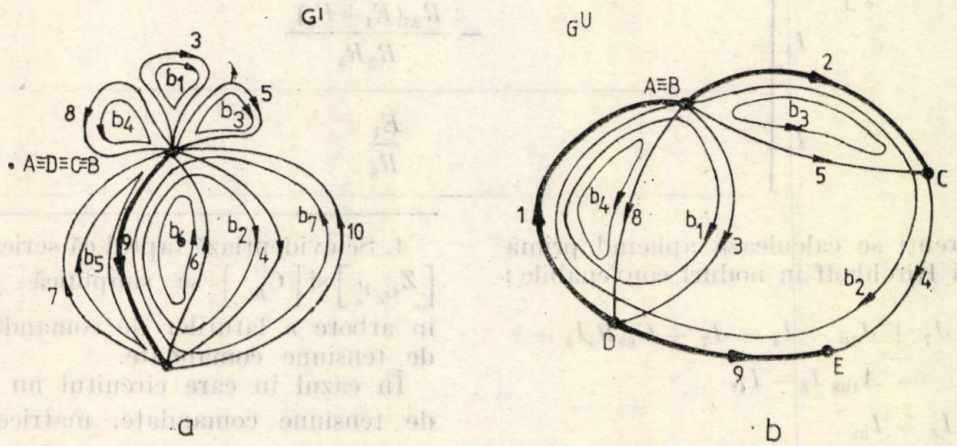


Fig. 4. Grafele circuitului cu surse comandate ș nulori : a — graful de curent (G^I); b — graful de tensiune (G^U).

impuse. În G^I se alege arborele $\mathcal{A}^I\{9\}$ și coarborele $\mathcal{C}^I\{3, 4, 5, 6, 7, 8, 10\}$. Se alege din coarborele $\mathcal{C}^I$ un coarbore redus $\mathcal{C}'^I\{3, 4, 5, 8\}$. Coardele l'_c ale acestui coarbore redus formează setul necunoscutelor ce urmează a fi rezolvate :

$$I_{l_c}\Big] = \begin{bmatrix} I_3 \\ I_4 \\ I_5 \\ I_8 \\ J_7 \\ J_6 \\ J_{10} \end{bmatrix}; \quad I_{l'_c}\Big] = \begin{bmatrix} I_3 \\ I_4 \\ I_5 \\ I_8 \end{bmatrix}; \quad I_{l'_r}\Big] = I_9; \quad I_C\Big] = \begin{matrix} I_3 \\ I_5 \\ I_8 \end{matrix}.$$

Matricele de incidență scrise în graful G^I sînt:

$$\Big[C^I_{l'_r B_J}\Big] = \begin{matrix} & b_5 \\ l_9 & \end{matrix}\Big[1\Big]; \quad \Big[C^I_{l'_r B_{J'}}\Big] = \begin{matrix} & b_6 & b_7 \\ l_9 & \end{matrix}\Big[1 \quad 1\Big],$$

$$\Big[C^I_{l'_r B_{J'}}\Big] = \begin{matrix} & b_1 & b_2 & b_3 & b_4 \\ l_9 & \end{matrix}\Big[0 \quad -1 \quad 0 \quad 0\Big].$$

Matricea de transfer :

$$\Big[A_{J'l'_c}\Big] = \begin{matrix} & l_3 & l_4 & l_5 & l_8 \\ l_6 & \\ l_{10} & \end{matrix}\begin{bmatrix} 0 & 0 & G_{65}R_5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_{108} \end{bmatrix}.$$

Matricele de incidență scrise în graful G^U :

$$\Big[C^U_{Bl_{z_c}}\Big] = \begin{matrix} & l_3 & l_4 & l_5 & l_8 & l_2 \\ b_1 & \\ b_2 & \\ b_3 & \\ b_4 & \end{matrix}\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix};$$

$$\Big[C^U_{Bl_{z_r}}\Big] = \begin{matrix} & l_9 \\ b_1 & \\ b_2 & \\ b_3 & \\ b_4 & \end{matrix}\begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\Big[C^U_{Bl_E}\Big] = \begin{matrix} & l_1 & l_3 \\ b_1 & \\ b_2 & \\ b_3 & \\ b_4 & \end{matrix}\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Matricele impedanțelor sînt :

$$\Big[Z_{l_{z_c} l'_c}\Big] = \begin{matrix} & l_3 & l_4 & l_5 & l_8 \\ l_3 & \\ l_4 & \\ 5 & \\ l_8 & \\ l_2 & \end{matrix}\begin{bmatrix} R_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_4 & 0 & -R_{48} \\ 0 & 0 & R_5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_8 \\ -R_{23} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$\Big[Z_{l_{z_r} l'_r}\Big] = \begin{matrix} & l_9 \\ l_9 & \end{matrix}\Big[R_9\Big].$$

Matricea impedanţelor buclelor şi matricea t.e.m. ale buclelor :

$$[Z_B] = \begin{bmatrix} R_3 & 0 & 0 & 0 \\ -R_{23} & R_4+R_9 & -R_9G_{65}R_5 & -R_{48}-R_9A_{108} \\ R_{23} & 0 & R_5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_8 \end{bmatrix};$$

$$E_B] = \begin{bmatrix} E_1 + E_3 \\ E_1 + R_9J_7 \\ 0 \\ E_1 \end{bmatrix}.$$

Cu aceste valori se calculează din relaţia (8) curenţii necunoscuţi ai coardelor reduse $I_{l'_c}]$:

$$I_{l'_c}] = \begin{matrix} I_3 \\ I_4 \\ I_5 \\ I_8 \end{matrix} \left| \begin{matrix} \dfrac{E_1 + E_3}{R_3} \\ \dfrac{R_{23}(G_{65}R_9 - 1)(E_1 + E_3)}{R_3(R_4 + R_9)} + \dfrac{E_1 + R_9J_7}{R_4 + R_9} + \dfrac{E_1(R_{48} + R_9A_{108})}{R_8(R_4 + R_9)} \\ -\dfrac{R_{23}(E_1+E_3)}{R_3R_5} \\ \dfrac{E_1}{R_8} \end{matrix} \right.$$

Ceilalţi curenţi se calculează aplicînd prima teoremă a lui Kirchhoff în noduri convenabile :

$$I_9 = J_6 + J_7 + J_{10} - I_4 = J_7 + G_{65}R_5I_5 + A_{108}I_8 - I_4,$$

$$I_1 = I_3 + I_8 - I_9,$$

$$I_2 = J_7 + I_1 - I_8,$$

$$I_N = I_4 - I_2 - I_5 - G_{65}R_5I_5.$$

Tensiunile necunoscute de la bornele noratoarelor şi ale surselor de curent se calculează aplicînd teorema a doua a lui Kirchhoff în bucle convenabile alese :

$$U_N = R_5I_5,$$

$$U_{J6} = E_4 - R_4I_4 - R_{48}I_8 - R_4I_4,$$

$$U_{J7} = -E_1 - R_9I_9,$$

$$U_{J10} = U_{J6} - U_N.$$

3. Concluzii

1. Metoda de analiză prezentată conduce la reducerea curenţilor de buclă necunoscuţi cu numărul surselor de curent comandate.

2. Prin studiul comparativ în cele două variante posibile se evidenţiază simplificările obţinute prin alegerea laturilor de comandă a surselor de curent în coarbore.

3. Lucrarea introduce simplificări suplimentare în cadrul metodei propuse, prin utilizarea de matrice reduse, fapt ce conduce la o eficienţă sporită a calculului în cazul circuitelor complexe caracterizate prin matrice rare de rang superior.

Matricele de incidenţă reduse $\left[C^U_{Bl_{z_c}}\right]$ şi $\left[C^U_{Bl_{z_r}}\right]$ au fost obţinute prin scrierea căderilor de tensiune separat pentru ramuri şi coarde, iar matricea $\left[C^U_{Bl_E}\right]$ a fost obţinută prin selectarea numai a laturilor cu surse independente de tensiune.

4. Se evidenţiază faptul că scrierea matricelor $\left[Z_{l_{z_c}l'_c}\right]$ şi $\left[C^U_{Bl_{z_c}}\right]$ se simplifică prin alegerea în arbore a laturilor de comandă ale surselor de tensiune comandate.

În cazul în care circuitul nu conţine surse de tensiune comandate, matricele $\left[Z_{l_{z_c}z_c}\right]$ şi $\left[Z_{l_{z_r}l'_r}\right]$ devin matrice diagonale corespunzătoare laturilor coarde, respectiv ramuri.

Astfel, pentru circuitele care conţin numai surse de curent comandate, calculele se simplifică mult.

5. Metoda de analiză simplificată propusă în lucrare are avantajul că permite o adaptare uşoară la diversele variante de circuit, putînd fi urmărite şi efectuate simplu modificări ale circuitului prin operarea numai asupra unor matrice.

Aceasta recomandă metoda ca instrument de analiză în cadrul studiului şi proiectării circuitelor electrice.

Bibliografie

[1] *Chua, L. O.* and Pen-Min-Lin. Computer-aided analysis of electronic circuits. 1975.

[2] *Preda, M.* şi *Cristea, P.* Analiza circuitelor electrice active. Metode topologice. Grafe de fluenţă. I.P.B., 1975.

[3] *Preda, M.* şi *Cristea, P.* Bazele electrotehnicii, vol. II, Editura didactică şi pedagogică, 1980.

CZ 621.313.322

Dispozitiv cu traductor Hall pentru urmărirea în mod continuu a deplasării axiale relative dintre rotorul și statorul unei turbine cu abur

AVRAM HELER* — TIMIȘOARA

Pentru o bună exploatare și evitarea deplasărilor axiale periculoase la turbinele cu abur este necesară cunoașterea permanentă a acestora. În acest scop, I.R.M.E. — Sibiu a realizat un „dilatometru relativ" [1], destinat să indice în mod continuu deplasarea relativă între rotorul și statorul unei turbine cu abur în timpul funcționării.

În prezenta lucrare este analizată posibilitatea folosirii traductorului Hall pentru urmărirea în mod continuu a deplasărilor axiale relative dintre rotorul și statorul unei turbine cu abur.

1. Traductorul Hall

Cu ocazia altor lucrări [2, 3, 4, 5, 6, 7, 8] autorul a tratat în detaliu problema multiplicatorului Hall, a cărui schemă este reprezentată în figura 1.

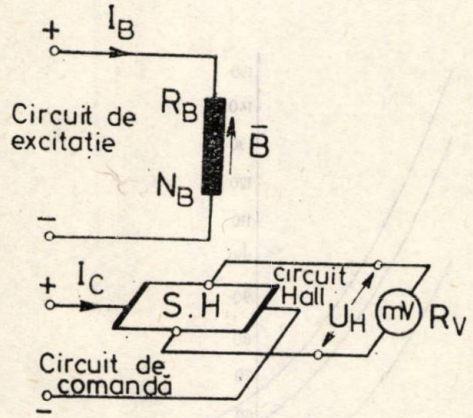


Fig. 1. Schema electrică a multiplicatorului Hall.

Tensiunea măsurată de milivoltmetrul mV, are expresia:

$$U_H = KI_cB, \qquad (1)$$

unde s-a notat;

U_H — tensiunea Hall, în V;
K — sensibilitatea în sarcină a multiplicatorului Hall, în $m^2/A.s$;
I_c — curentul de comandă, în A;
B — inducția magnetică din intrefierul în care se află sonda Hall (SH), creată de amperspirele circuitului de excitație, în T.

Din relația (1) se vede caracterul de multiplicator, tensiunea Hall fiind proporțională cu produsul a două mărimi, I_c și B. Dacă inducția magnetică B, în care se află sonda Hall, este funcție de deplasarea X, iar curentul de comandă I_c este menținut constant, atunci se poate scrie:

$$U_H = KI_cB = KI_cf(X) = K_H f(X), \qquad (2)$$

de unde rezultă caracterul de traductor Hall, care transformă o deplasare X, într-o tensiune electrică U_H. Această tensiune poate fi măsurată sau înregistrată folosind aparatură corespunzătoare.

În [9] sînt prezentate unele sisteme magnetice (circuite de excitație) care să asigure dependența $B = f(X)$, adică dependența între U_H și deplasarea X a sondei Hall.

2. Dispozitivul propus

Acesta este reprezentat schematic în figura 2 Pe axul A al turbinei este fixat discul feromagnetic D, de grosime d. Acest disc rotește

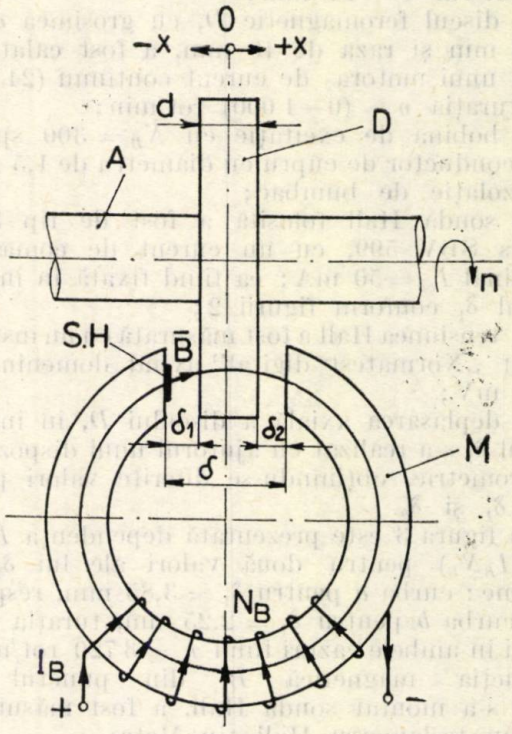


Fig. 2. Schema dispozitivului propus.

* Prof. dr. ing. *Heler, A.* — Fac. de electrotehnică; Institutul politehnic „Traian Vuia" — Timișoara.

cu turația n (turația turbinei), în întrefierul δ al miezului feromagnetic toroidal M (fix față de stator), pe care se află bobina de excitație cu N_B spire parcurse de curentul continuu de intensitate I_B (curentul de excitație al traductorului Hall). Poziția discului D în întrefierul δ, determină la rîndul său două întrefieruri parțiale, δ_1 și δ_2. Sonda Hall SH este fixată pe miezul M și se află în cîmpul magnetic de inducție B, creat de amperspirele de excitație $N_B I_B$. Poziția inițială a lui D față de M este caracterizată prin $X = 0$, cînd $\delta_1 = \delta_2$.

Orice deplasare axială relativă dintre rotor (discul D) și stator determină modificarea lui δ_1 respectiv δ_2, dar tot timpul $\delta = \delta_1 + d + \delta_2$. Pentru o deplasare $X > 0$, rezultă o creștere a lui δ_1 (deci a reluctanței magnetice corespunzătoare) și o micșorare a lui δ_2, ceea ce conduce la o micșorare a lui $\bar{B}$. La $X < 0$, δ_1 scade și δ_2 crește, crescînd și inducția $\bar{B}$ în care se află sonda Hall. Așadar deplasarea axială X, a rotorului față de stator, determină modificarea inducției magnetice $\bar{B}$ în care se află sonda Hall, putîndu-se scrie $B = f(X)$. Conform relației (2), tensiunea Hall măsurată cu un milivoltmetru magnetoelectric este o măsură a deplasării X. Milivoltmetrul poate fi etalonat direct în unități de lungime (mm).

3. Rezultate experimentale

Autorul a experimentat, în laborator, un dispozitiv asemănător celui din figura 2, cu următoarele caracteristici:

— diametrul mediu al miezului toroidal M, egal cu 64 mm, secțiunea 10×10 mm^2, iar întrefierul $\delta = 10$ mm;

— discul feromagnetic D, cu grosimea $d = 3$ mm și raza de 40 mm, a fost calat pe axul unui motoraș de curent continuu (24 V), cu turația $n = (0-4\,000)$ rot/min;

— bobina de excitație cu $N_B = 300$ spire, din conductor de cupru cu diametru de 1,5 mm și izolație de bumbac;

— sonda Hall folosită a fost de tip Siemens SBV 599, cu un curent de comandă nominal $I_{cn} = 50$ mA; ea fiind fixată în întrefierul δ_1 conform figurii 2;

— tensiunea Hall a fost măsurată cu un instrument „Normatest digital" avînd domeniu de 200 mV;

— deplasarea axială a discului D, în întrefierul δ, s-a realizat cu ajutorul unui dispozitiv micrometric, obținîndu-se diferite valori pentru δ_1 și δ_2.

În figura 3 este prezentată dependența $B = f(I_B N_B)$ pentru două valori ale lui δ_1 și anume: curba a pentru $\delta_1 = 3{,}85$ mm, respectiv curba b pentru $\delta_1 = 2{,}25$ mm, turația discului în ambele cazuri fiind $n = 3\,720$ rot/min. Inducția magnetică B, din punctul în care s-a montat sonda Hall, a fost măsurată cu un teslametru Hall tip Metra.

Se vede că pentru $I_B N_B > 1\,200$ Asp, la creșteri mari ale lui $I_B N_B$, inducția magnetică crește puțin (fenomenul de saturație magnetică), fapt pentru care încercările de laborator s-au făcut pentru $I_B \leqslant 4$A (numărul de spire fiind $N_B = 300$).

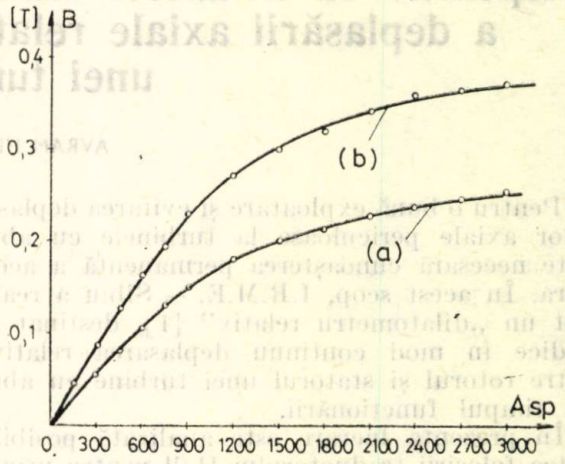


Fig. 3. Dependența $B = f(I_B N_B)$.

Rezultatele experimentale obținute pentru patru valori ale lui I_B ($I_B = 1-2-3$ și 4A) sînt prezentate în figura 4, din care se vede că tensiunea Hall U_H, măsurată, este o măsură pentru deplasarea axială X a discului (a rotorului față de stator).

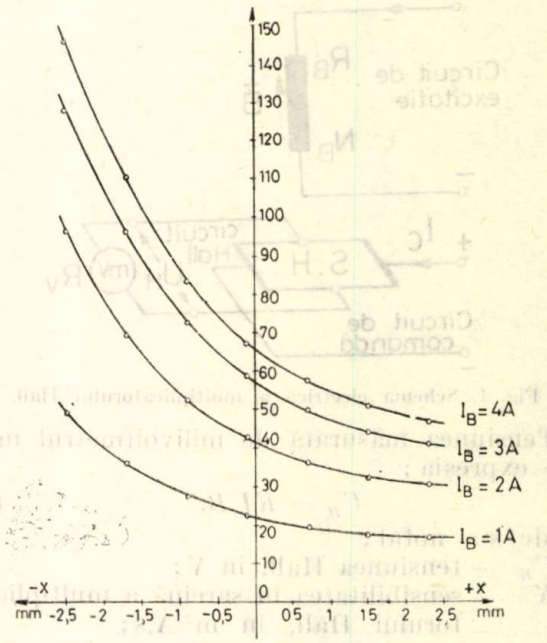


Fig. 4

Fig. 4. Dependența tensiunii Hall U_H de deplasarea X, parametrul fiind I_B, pentru dispozitivul propus.

Corespunzător celor patru valori ale curentului de excitație I_B, din graficele prezentate

în figura 4 rezultă, pentru domeniul $-2{,}5$ mm $\leqslant X \leqslant +2{,}5$ mm, sensibilitățile : $S_1 = 5{,}9$ mV/mm ; $S_2 = 13{,}3$ mV/mm ; $S_3 = 17{,}6$ m V/mm și $S_4 = 20{,}2$ mV/mm.

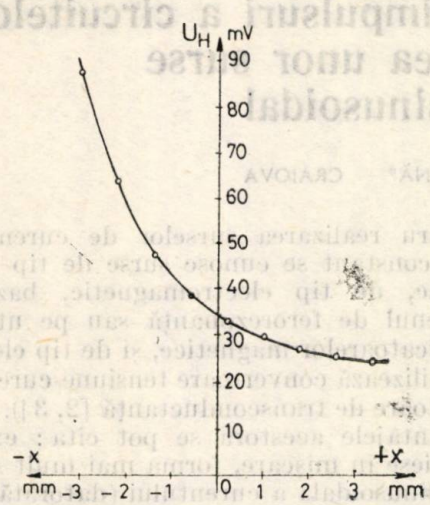


Fig. 5. Dependența tensiunii Hall U_H de deplasarea X pentru dispozitivul cu magnet permanent.

De remarcat că poziția discului corespunzătoare lui $X = 0$ a fost aleasă arbitrar, în cazul de față pentru $\delta_1 = \delta_2$. Dacă se ia $X = 0$ pentru $\delta_1 < \delta_2$, atunci pentru X rezultă un domeniu de măsură mai mic, dar o sensibilitate mai mare. Sensibilitatea mai poate fi mărită, prin micșorarea lui δ, creșterea lui I_B la $N_B = 300$ spire, prin folosirea unei sonde Hall mai sensibile etc.

Miezul feromagnetic toroidal, cu bobina sa de excitație, poate fi înlocuit cu un magnet permanent. Figura 5 reprezintă rezultate obținute cînd s-a folosit un magnet permanent în formă de U, cu piese polare, avînd un întrefier $\delta = 11{,}5$ mm, celelalte elemente ale dispozitivului rămînînd neschimbate. În acest caz, pentru domeniul -3 mm $\leqslant X \leqslant +3$ mm rezultă o sensibilitate $S = 10{,}5$ mV/mm.

4. Concluzii

Dispozitivul propus, mai ales cel cu magnet permanent, este relativ mai simplu decît cel întîlnit în literatură [1], el constituind o completare a metodelor de măsurare pe cale electrică a unor mărimi neelectrice, traductorul Hall putînd înlocui cu succes alte tipuri de traductoare.

Tensiunea Hall poate fi amplificată, iar dacă I_c este o mărime alternativ sinusoidală, atunci U_H va fi tot sinusoidală, deci, condițiile de amplificare sînt și mai bune. Se poate asigura o telemăsurare și telecomandă corespunzătoare.

Lipsa oricărui angrenaj mecanic face ca inerția dispozitivului să fie foarte mică, putîndu-se urmări, prin tensiunea Hall U_H, variații rapide ale lui X. Se poate asigura în acest fel urmărirea permanentă a deplasării axiale a rotorului față de statorul turbinei.

Precizia dispozitivului propus depinde practic de precizia cu care se măsoară tensiunea Hall.

Domeniul de măsură poate fi ușor modificat.

Bibliografie

[1] *Manolescu, S.* Noi aparate de măsurat fabricate în țara noastră. Dilatometrul relativ (Documentație metrologică). Metrologia aplicată.

[2] *Heler, A.* Contribuții teoretice și experimentale privind folosirea efectelor galvanomagnetice din materiale semiconductoare, la măsurarea puterilor electrice. Teză de doctorat. I. P. Timișoara – 1966.

[3] *Heler, A., Lăpușan, V.* Măsurarea deplasărilor mici cu ajutorul multiplicatoarelor galvanomagnetice. În : Metrologia aplicată, **vol. 16**, nr. 6, 1969, p. 264–268.

[4] *Heler, A. Daba, D.* Înregistrarea unor vibrații mecanice cu ajutorul traductorului Hall, realizat cu material semiconductor indigen. În : Electrotehnica, nr. 3, martie 1971, p. 106–108.

[5] *Heler, A.* Posibilitatea măsurării debitului cu ajutorul traductoarelor Hall. În : Calitatea producției și metrologie, **vol. 2** (19) – nr. 4, 1972, p. 212–215.

[6] *Heler, A.* Posibilitatea măsurării și reglării nivelului la lichide, folosind traductorul Hall. În : Metrologia aplicată, **vol. 25**, nr. 4, 1978, p. 187–189.

[7] *Heler, A.* Dispozitiv cu traductor Hall pentru semnalizarea și reglarea nivelelor limită la lichide. În : Buletinul I. P. Timișoara – 1978.

[8] *Heler, A.* Dispozitiv rotametric cu traductor Hall pentru măsurarea, înregistrarea și reglarea debitelor la lichide. În : Metrologia aplicată, **vol. 26**, nr. 3, 1979, p. 111–114.

[9] *Vecsei, I.* Traductor bazat pe efect Hall pentru măsurarea deplasărilor. În : Mérés és automatika XV, nr. 7–8, 1967, p. 315–320.

CZ 621.3.014.8 : 621.317.083

CIRCUITE REZONANTE
EXCITAȚIE IN IMPULSURI
SURSE DE CURENT SINUSOIDAL

Utilizarea excitației periodice în impulsuri a circuitelor rezonante *RLC* la realizarea unor surse de curent constant sinusoidal

ANDREI MARINESCU ȘI ȘTEFAN CATANĂ* — CRAIOVA

Introducere

În curent alternativ de joasă frecvență apare frecvent problema excitării unor dispozitive magnetice cu curenți sinusoidali constanți de ordinul amperilor la puteri medii de ordinul sutelor de VA.

O astfel de situație este, de exemplu, excitarea traductoarelor de forță de tip magnetoelastic (TME) ale căror performanțe sînt determinate în mare măsură de stabilitatea curentului și frecvenței de excitație [1]. Dificultățile care apar în acest caz sînt legate, în principal, de producerea unui curent alternativ sinusoidal pe o sarcină inductiv-rezistivă care funcționează în regim de saturație. Tensiunea la bornele sarcinii este nesinusoidală cu vîrfuri pozitive și negative pronunțate ca în figura 1

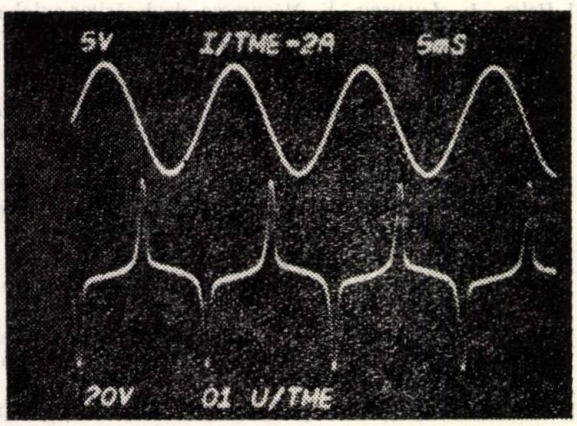


Fig. 1. Oscilograma curentului (sus) și tensiunii (jos) la bornele unui traductor de forță de tip magnetoelastic (TME) alimentat de la o sursă de curent sinusoidal constant cu frecvența de 80 Hz : $U_v = 37$ v ; $U_{med} = 7{,}7$ v ; $I = 2$ A.

ceea ce duce la necesitatea realizării unei surse cu o putere instalată mult mai mare decît puterea medie cerută de sarcină.

O sursă ideală de curent constant trebuie să fie capabilă să furnizeze curentul prestabilit la tensiunea cerută de impedanța de sarcină oricît de mare ar fi aceasta ; o sursă reală are însă un domeniu limitat de tensiune în care poate debita acest curent constant.

* Dr. ing. *Marinescu, A.* și ing. *Catană, Șt.* — Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru „Electroputere" — Craiova.

Pentru realizarea surselor de curent sinusoidal constant se cunosc surse de tip electromecanic, de tip electromagnetic, bazate pe fenomenul de ferorezonanță sau pe utilizarea amplificatoarelor magnetice, și de tip electronic care utilizează convertoare tensiune-curent (amplificatoare de transconductanță [2, 3]). Printre dezavantajele acestora se pot cita : existența unor piese în mișcare, forma mai mult sau mai puțin sinusoidală a curentului (datorată principiului de funcționare al sursei, variației formei tensiunii de alimentare și a parametrilor sarcinii) și de aici necesitatea unor filtre de armonici, randament scăzut sau consum de putere reactivă ridicat (în cazul sarcinilor inductive), reglajul de curent constant prin intermediul unui regulator de tensiune constantă ceea ce nu permite obținerea unor performanțe ridicate mai ales în cazul sarcinilor neliniare, dependența proprietăților de stabilizare a curentului de frecvență, domeniu limitat de stabilizare a curentului etc.

În cele ce urmează se prezintă un alt principiu constructiv pentru realizarea surselor de curent sinusoidal, care constă în utilizarea excitației periodice cu impulsuri a unor circuite rezonante [4].

1. Comportarea circuitelor rezonante *RLC* la excitarea cu impulsuri de formă oarecare

În figurile 2 a, b, se prezintă două circuite rezonante *RLC*, unul paralel și altul serie alimentate cu trenuri de impulsuri de curent respectiv de tensiune de forme arbitrare. Sarcina este în ambele cazuri un dipol neliniar $R-L$ notat cu S. Se consideră că inductivitatea sarcinii este mult mai mică decît inductivitatea inductorului liniar L și că rezistența de sarcină și rezistența echivalentă de pierderi în fier a inductorului L determină factorul de calitate a circuitului rezonant.

Ideea fundamentală pe care se bazează sursele de curent sinusoidal constă în utilizarea comportării ca filtru trece-jos a circuitelor rezonante de mai sus.

Caracteristica amplitudine-frecvență a curentului prin ramura inductivă a unui circuit

rezonant paralel ca în figura 2 a este de forma [5]:

$$A_L(n) = \frac{I_s}{I} = \frac{Q}{\sqrt{Q^2(n^2-1)+n^2}}, \quad (1)$$

pentru orice $n = \omega/\omega_r$ unde ω_r este frecvența de rezonanță a circuitului rezonant.

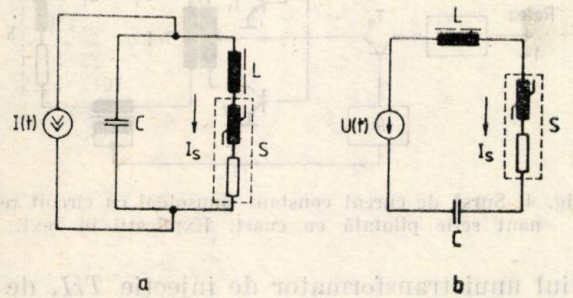


Fig. 2. Excitarea periodică cu impulsuri a circuitelor rezonante *RLC*: a — circuit rezonant derivație; b — circuit rezonant serie. *S* — sarcina; *I(t)* — sursă de impulsuri de curent; *U(t)* — sursă de impulsuri de tensiune.

Pentru $Q > 10$ relația (1) se poate simplifica:

$$A_L(n) \approx \frac{1}{n^2-1}, \quad n \neq 1, \quad (2)$$

iar pe baza relațiilor (1) și (2) se obține relația:

$$\frac{A_L(n)}{A_L(1)} \approx \frac{1}{Q(n^2-1)}. \quad (3)$$

Relația (3) se poate scrie și sub forma:

$$\frac{I_s(n)}{I_s(1)} \approx \frac{1}{Q(n^2-1)} \approx \frac{1}{Qn^2} \quad (4)$$

O relație asemănătoare se poate obține și pentru curentul care parcurge circuitul rezonant serie din fig. 2 b.

$$\frac{I_s(n)}{I_s(1)} \approx \frac{n}{Q(n^2-1)} \approx \frac{1}{Qn}. \quad (5)$$

Deci ambele circuite rezonante amplifică frecvența fundamentală de Q ori, dar atenuarea armonicelor superioare de curent este de n ori mai mare la circuitul rezonant paralel.

În scopul determinării reziduului deformant (r) al curentului de ieșire la circuitul rezonant derivație (r^d) respectiv serie (r^s), se determină mai întîi pe baza relațiilor (4) și (5) atenuarea fiecărei armonici impare $n = 2k+1$ unde $k = 1, 2, \ldots, m$, în funcție de nivelul armonicii respective în impulsul de excitație al circuitului rezonant.

Se obține:

$$r^d_{2k+1} = \frac{r'_{2k+1}}{Q(2k+1)^2} \quad (6)$$

și:

$$r^s_{2k+1} = \frac{r'_{2k+1}}{Q(2k+1)}, \quad (7)$$

unde r'_{2k+1} este nivelul armonicii $2k+1$ în semnalul de intrare, iar r_{2k+1} este nivelul aceleeași armonici în curentul de ieșire.

Rezultă reziduul deformant căutat:

$$r^d = \frac{1}{Q}\sqrt{\sum_{k=1}^{m}(r^d_{2k+1})^2} = \frac{1}{Q}\sqrt{\sum_{k=1}^{m}\left[\frac{r'_{2k+1}}{(2k+1)^2}\right]^2}, \quad (8)$$

$$r^s = \frac{1}{Q}\sqrt{\sum_{k=1}^{m}(r^s_{2k+1})^2} = \frac{1}{Q}\sqrt{\sum_{k=1}^{m}\left[\frac{r'_{2k+1}}{2k+1}\right]^2}. \quad (9)$$

În continuare se analizează două cazuri concrete de excitare periodică cu impulsuri a circuitelor rezonante de mai sus. Primul caz constă în alimentarea circuitelor rezonante din rețea, prin intermediul unui variator de tensiune cu triac în cazul cel mai defavorabil din punct de vedere al conținutului de armonici superioare care are loc la un unghi de deschidere de circa 90° [6] unde $r'_3 = 36\%$ și $r'_5 = 10\%$. Al doilea caz constă în alimentarea acelorași circuite de la un invertor de tensiune care produce impulsuri cuasidreptunghiulare cu un conținut de armonici tipic $r'_3 = 33\%$ și $r'_5 = 20\%$.

Pentru $Q = 30$ din relațiile (6), (8) și (7), (9) se obține în ambele cazuri un reziduu deformant în curentul de ieșire $r^d \leqslant 0{,}15\%$ respectiv $r^s \leqslant 0{,}5\%$. Deci, fără nici o restricție cu privire la forma impulsurilor de excitație, pe principiul expus se pot obține surse de curent sinusoidal.

Stabilitatea frecvenței curentului sinusoidal este determinată de principiul de funcționare, în primul rînd de stabilitatea frecvenței de excitație periodică a circuitului rezonant, iar constanța în timp a parametrilor circuitului rezonant determină mai ales randamentul sursei.

Alte avantaje importante decurg din același principiu de funcționare și anume: stabilitatea deosebită la perturbații electromagnetice și puterea de excitație redusă (de Q ori mai mică decît puterea reactivă acumulată în elementele L sau C ale circuitului rezonant).

2. Realizări constructive

2.1. *Sursă de curent sinusoidal constant alimentată din rețea*

Schema-bloc a sursei este dată în figura 3. Ea reprezintă varianta cu circuit rezonant derivație excitat periodic de la o sursă de impulsuri de curent.

Circuitul rezonant derivație format din capacitatea C_1, inductivitatea liniară L_1 și sarcina neliniară inductiv-rezistivă S acordat pe frecvența rețelei, primește o excitație periodică prin intermediul transformatorului de adaptare Tr, capacității C_2 și triacului T.

Ca urmare a rezonanței de curenți, ramura inductivă, care conține sarcina S, este parcursă de un curent de Q ori mai mare decît curentul

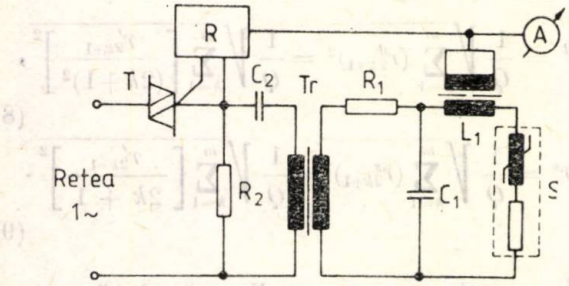


Fig. 3. Sursă de curent constant sinusoidal cu circuit rezonant derivație alimentată din rețea. Explicații în text.

secundar al transformatorului. Curentul absorbit din rețea acoperă pierderile active în elementele circuitului oscilant, în sarcină și în sezistența R_1, care are rolul de a simula excitarea cu impulsuri de curent.

Inductivitatea liniară L_1 posedă una sau mai multe înfășurări suplimentare care servesc fie pentru producerea informației despre valoarea curentului de sarcină, necesară blocului de comandă BC pentru reglarea lățimii impulsurilor de curent, care trec prin triacul T, astfel încît curentul de sarcină să fie menținut constant, fie pentru măsurarea propriu-zisă a curentului cu un aparat de măsură A.

Condensatorul C_2 are pe de o parte rolul de a reține componenta continuă a curentului primar care poate să conducă la saturarea circuitului magnetic al transformatorului Tr, ca urmare a nesimetriei impulsurilor de lățime variabilă produse de triacul T în procesul de reglare automată a curentului de sarcină, iar pe de altă parte are rolul de a asigura protecția la suprasarcină a triacului care poate să apară la deconectarea accidentală a sarcinii S.

Unghiul de deschidere nominal al triacului se alege de obicei în jur de 60°, valoare care asigură un compromis între nivelul armonicelor în curentul de ieșire și domeniul de reglaj automat al curentului.

O sursă de acest fel realizată pentru menținerea unui curent constant de 2A la tensiuni pînă la 200 V are un reziduu deformant (în sarcină) mai mic de 0,3% și un factor de stabilizare a curentului mai bun decît 0,2%. La alimentarea din rețea, principalul dezavantaj al acestei surse constă în instabilitatea frecvenței.

2.2. Sursă de curent sinusoidal constant pilotată cu cuarț

Schema-bloc a sursei este dată în figura 4. Ea reprezintă varianta cu circuit rezonant serie excitat periodic de la o sursă de impulsuri dreptunghiulare.

În acest caz circuitul rezonant serie format din L_1, C_1 și sarcina neliniară inductiv rezistivă S primește o excitație periodică prin interme-

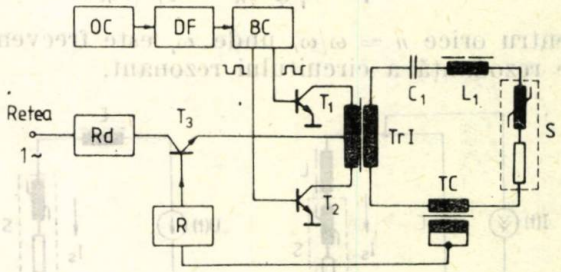


Fig. 4. Sursă de curent constant sinusoidal cu circuit rezonant serie pilotată cu cuarț. Explicații în text.

diul unui transformator de injecție TrI, de la o sursă de impulsuri dreptunghiulare formată din tranzistoarele de putere T_1 și T_2, care lucrează în regim de comutație fiind comandate alternativ de blocul de comandă BC care este sincronizat prin divizorul de frecvență DF de oscilatorul cu cuarț OC.

Informația despre curent se obține de la transformatorul de curent TC care comandă prin intermediul regulatorului R și a tranzistorului serie T_3, tensiunea redresată (care furnizează energia de excitație a circuitului rezonant) astfel încît curentul de sarcină să fie menținut constant.

În figura 5 se prezintă oscilograma tensiunii injectate în circuitul rezonant și a curentului de ieșire pentru o sursă de curent constant de 80 Hz. Frecvența de 80 Hz a fost aleasă pentru evitarea interferenței cu rețeaua de 50 Hz.

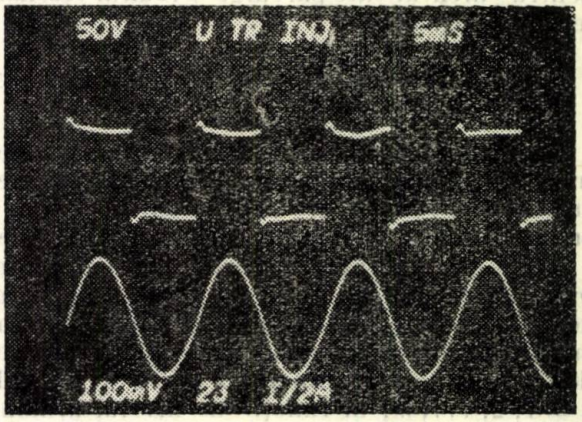


Fig. 5. Oscilograma tensiunii injectate de transformatorul TrI (sus) și a curentului prin sarcina conectată în serie (jos) în cazul sursei de curent din figura 4. Frecvența $f = 80$ Hz.

Pentru aceleași valori de curent și tensiune ca în cazul sursei din paragraful 2.1, sursa cu circuit rezonant serie permite obținerea sub sarcină inductiv-rezistivă a unui reziduu deformant de 0,7%, un factor de stabilizare

a curentului de 0,1% și o stabilitate a frecvenței mai bună de 0,05%. Astfel de surse au fost experimentate pentru frecvențe de lucru cuprinse între 50 și 1 000 Hz cu performanțe similare.

Un avantaj important al sursei cu circuit rezonant serie în comparație cu cea cu circuit rezonant derivație, constă în faptul că deconectarea sau întreruperea accidentală a sarcinii nu necesită nici un fel de circuite de protecție a elementelor de circuit, curentul prin acestea scăzînd la o valoare neînsemnată. Un alt avantaj este randamentul mai bun datorită lipsei unor elemente disipative cum sînt R_1 și R_2 din figura 3.

În schimb reziduul deformant al sursei cu circuit rezonant serie este mai mare. Există însă posibilitatea de micșorare a acestuia prin filtrarea impulsurilor de excitație ale circuitului rezonant fără a renunța la funcționarea în regim de comutație a tranzistoarelor T_1 și T_2 din figura 4.

Metoda constă în conectarea în cascadă a două circuite rezonante serie, ambele acordate pe frecvența fundamentală.

În figura 6 sînt prezentate două variante constructive experimentate. În figura 6 a, transformatorul de injecție *TrI* are conectat în secundar circuitul rezonant auxiliar de mică putere $L'C'$ la ieșirea căruia se obține o tensiune filtrată pentru alimentarea circuitului principal L_1C_1. Inductivitatea L' poate fi obținută și printr-un transformator de injecție *TrI* cu inductivitate de scăpări mărită.

În figura 6 b, în circuitul rezonant auxiliar $L'C'$ inductivitatea L' posedă o înfășurare suplimentară prin care se injectează tensiunea de excitație filtrată pentru circuitul rezonant principal L_1C_1.

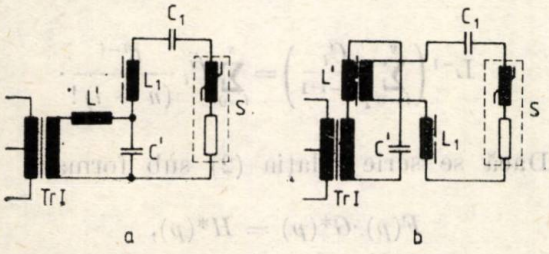


Fig. 6. Conectarea în cascadă a două circuite oscilante pentru micșorarea reziduului deformant; L_1C_1 — circuit rezonant principal; $L'C'$ — circuit rezonant auxiliar: a — Tensiunea filtrată se obține de la C'; b — Tensiunea filtrată se obține de la L' (de exemplu la bornele unei înfășurări suplimentare).

Schemele din figura 6 permit obținerea unui reziduu deformant sub 0,05% și deci realizarea calibratoarelor de curent alternativ.

3. Concluzii

Sursele de curent sinusoidal constant realizate pe principiul excitării periodice a unor circuite rezonante *RLC* serie sau derivație sînt echipamente simple și fiabile pentru alimentarea sarcinilor inductiv-rezistive în aplicații industriale și de laborator. Variantele simple realizează o undă de curent practic sinusoidală cu reziduu deformant sub 1%. Variantele care utilizează două circuite rezonante serie conectate în cascadă permit realizarea calibratoarelor de curent cu reziduu deformant în sarcină sub 0,1%.

Sursele de curent se caracterizează prin universalitate, stabilitate la perturbații electromagnetice, putere de excitație redusă, stabilitate de frecvență, posibilitate de executare din module de comandă și de putere standard etc.

În prezent aceste surse sînt înglobate printre altele în echipamentele de cîntărire electronică și limitare moment sarcină care utilizează traductoare de forță de tip magnetoelastic, realizate în cadrul microproducției CCSIT—EP.

Bibliografie

[1] *Marinescu, E., Marinescu, A., Stamate, S.* Realizări și perspective în aplicarea industrială a tensometriei magnetoelastice. În: EEA Electrotehnica **30**, 1982, 7, p. 321—325

[2] *Hart, B. L.* A precision low-frequency current amplifier circuit tehnique. În: Proc IEEE 66 (1978) p. 1664—1666.

[3] *Graeme, J. G.* Designing with Operational Amplifier-Applications Alternatives Mc Graw Hill, N. Y., 1977.

[4] *Marinescu, A. Catană, St.* Sursă de curent constant sinusoidal Brevet RSR nr. 75168 din 05.01.1979.

[5] *Marinescu, A. Opran, Gh., Stănescu, Ec., Popa, D.* Utilizarea instalațiilor de încercare cu circuit rezonant serie în tehnica tensiunilor înalte. În: EEA Electrotehnica **30**, 1982. 6, p. 245—250

[6] *Gauper, N. A., Harnden, J. D., Mc Quarrie, A. M.* Power supply aspects of semiconductor equipment. În: IEEE Spectrum 1971, nr. 10, p. 32—43.

CZ 621.3.025

CIRCUITE ELECTRICE
METODE OPERAȚIONALE
TRANSFORMATA LAPLACE

O metodă numerică de inversiune a transformatei Laplace a funcțiilor raționale

DORIN POPA* — CRAIOVA

Introducere

Utilitatea calculului operațional este bine stabilită pentru acele probleme la care se pot utiliza formulele de dezvoltare Heaviside sau la care integrala de inversiune poate fi evaluată analitic. Astfel, problemele se restrîng automat la cele relativ simple. În problemele mai complicate în care metodele analitice de calcul ale integralei de inversiune sînt imposibil de utilizat, se recurge, de obicei, la metodele de integrare numerică a ecuațiilor diferențiale respective [1]. Se va arăta în continuare că nu există un motiv întemeiat pentru care să se abandoneze rezolvarea circuitelor complicate cu ajutorul transformatei Laplace, dacă se recurge la utilizarea calculatoarelor numerice.

1. Metoda imaginilor suplimentare (MIS)

Se va trata cazul circuitelor cu elemente constante cînd funcția imagine se poate expune sub forma unei funcții raționale cu un număr finit de poli și zerouri:

$$F(p)=\frac{H(p)}{G(p)}=\frac{a_m p^m+a_{m-1}p^{m-1}+\ldots\ldots+a_1 p+a_0}{b_n p^n+b_{n-1}p^{n-1}+\ldots\ldots+b_1 p+b_0}=\frac{\sum_{i=0}^{m} a_i p^i}{\sum_{i=0}^{n} b_i p^i}, \tag{1}$$

unde $n>m$.

Ideea de bază a acestei metode [2] constă în găsirea unei forme modificate a polinoamelor $H(p)$ și $G(p)$, care formează funcția rațională $F(p)$, astfel încît noilor polinoame $H^*(p)$ și $G^*(p)$ să li se poată afla ușor originalele, fără să se modifice în vreun fel funcția $F(p)$. Adică:

$$F(p)=\frac{H(p)}{G(p)}=\frac{H^*(p)}{G^*(p)}. \tag{2}$$

În cazul funcțiilor raționale care intervin în studiul circuitelor cu constante concentrate, cea mai simplă metodă de a obține polinoamele $H^*(p)$ și $G^*(p)$ este să se scrie:

$$H(p)=p^{n+1}H^*(p),\qquad G(p)=p^{n+1}G^*(p), \tag{3}$$

unde n este gradul numitorului $G(p)$.
Se obține:

$$H^*(p)=\frac{H(p)}{p^{n+1}}=\frac{\sum_{i=0}^{m} a_i p^i}{p^{n+1}}=\sum_{i=0}^{m}\frac{a_i}{p^{n-i+1}} \quad \text{și:} \tag{4}$$

$$G^*(p)=\frac{G(p)}{p^{n+1}}=\frac{\sum_{i=0}^{n} b_i p^i}{p^{n+1}}=\sum_{i=0}^{n}\frac{b_i}{p^{n-i+1}}, \tag{5}$$

pentru care se obține ușor inversa transformatei Laplace sub forma generală:

$$\mathrm{L}^{-1}\left(\sum_{i=0}^{x}\frac{C_i}{p^{n-i+1}}\right)=\sum_{i=0}^{x} C_i\frac{t^{n-i}}{(n-i)!}. \tag{6}$$

Dacă se scrie relația (2) sub forma:

$$F(p)\cdot G^*(p)=H^*(p), \tag{7}$$

în domeniul timp, această relație conduce la o ecuație integrală Volterra de ordinul întîi:

$$\int_0^t f(\tau)\cdot g^*(t-\tau)\mathrm{d}\tau=h^*(t), \tag{8}$$

cunoscută și sub numele de integrală de convoluție [3], unde $f(t)$, $g^*(t)$ și $h^*(t)$ sînt originalele funcțiilor $F(p)$, $G^*(p)$ și $H^*(p)$. Pentru generalizarea expunerii se vor nota în continuare originalele funcțiilor $G^*(p)$ și $H^*(p)$ cu $g(t)$ și respectiv $h(t)$. Derivînd ecuația (8) se obține:

$$f(t)g(0)+\int_0^t f(\tau)g'(t-\tau)\,\mathrm{d}\tau=h'(t). \tag{9}$$

* Ing. *Popa, D.* Laboratorul de înaltă tensiune CCSIT — Electroputere — Craiova.

Pentru a face utilă ecuația (9) se trece de la funcțiile continue la cele eșantionate în contextul calculării integralei din ecuație aplicînd relația dreptunghiurilor.
Pentru:

$$t = rT$$

și:

$$q = qT, \tag{10}$$

unde T este perioada de eșantionare, iar r și q sînt numere naturale, ecuația (9) se poate scrie astfel:

$$f(rT)\cdot g(0) + T\sum_{q=1}^{r-1} f(qT)\cdot g'[(r-q)T] +$$

$$+\frac{T}{2} f(rT)\cdot g'(0) = h'(rT), \tag{11}$$

de unde rezultă:

$$f(rT) = \frac{h'(rT) - T\sum_{q=1}^{r-1} f(qT)\cdot g'[(r-q)T]}{g(0) + \frac{T}{2} g'(0)}, \tag{12}$$

care permite calcularea funcției $f(t)$ sub formă discretă.
Precizia de calcul poate fi îmbunătățită prin micșorarea erorii de trunchiere, introdusă de aproximarea integralei din relația (9) printr-o sumă, aplicind metoda apropierii intîrziate de limită a lui Richardson [5].

Conform acestei metode eroarea de trunchiere este bine aproximată de relația:

$$C = \frac{I_h - I_k}{k^2 - h^2}, \tag{13}$$

unde I_h este valoarea integralei, obținută prin relația dreptunghiurilor, folosind un interval de lungime h, iar I_k rezultatul corespunzător cazului în care lungimea intervalului este k.

Calculînd integrala din relația (9) cu doi pași de eșantionare diferiți T și T_1 și luînd în considerație relația (13), pentru cazul particular în care $T = 2T_1$, rezultă:

$$f(rT) = \frac{4f_2(2rT_1) - f_1(rT)}{3}, \tag{14}$$

unde f_1 și f_2 sînt valorile funcției f calculate cu relația (12) pentru același moment rT, dar cu pași de eșantionare diferiți, T respectiv T_1.

Relația (14) permite depășirea etapei dificile de inversiune a transformatei Laplace a unei funcții de transfer a unui circuit, folosind fie un calculator de birou și conducînd manual firul operațiilor, fie programîndu-le printr-un limbaj evoluat și folosind un calculator programabil de capacitate mică (vezi anexa).

2. Utilizarea metodei imaginilor suplimentare

Metoda a fost testată pe foarte multe și variate funcții de transfer ceea ce a permis să se stabilească că perioada de eșantionare T trebuie să fie aproximativ a zecea parte din perioada corespunzătoare frecvenței, considerată cea mai înaltă a fenomenului studiat:

$$T \approx \frac{\pi}{5\omega_m}, \quad \omega_m, \text{ fiind pulsația maximă.} \tag{15}$$

Alegerea perioadei de eșantionare T este foarte importantă pentru precizia calculului. Cu cît perioada de eșantionare este mai mică, cu atît precizia crește pentru că eroarea de trunchiere scade, dar conduce la creșterea erorii de rotunjire. Pentru evitarea acestui neajuns trebuie folosită reprezentarea în dublă precizie a unor variabile din programul pentru calculator. Pulsația ω_m poate fi determinată direct din expresia scrisă în operațional a funcției de transfer, fiind aproximată de partea imaginară a rădăcinii complexe ce rezultă din rezolvarea ecuației de gradul doi care are coeficienții numitorului funcției de transfer, corespunzători gradelor superioare ale variabilei p.

Tabelul 1

Timpul	Valoarea obținută cu MIS	Valoarea exactă
0,01	0,065131461	0,065113858
0,02	0,23700649	0,23698979
0,03	0,47455658	0,47455239
0,04	0,73409003	0,73410128
0,05	0,97526279	0,97528455
0,1	1,1807878	1,1807371
0,15	0,43662805	0,43664387
0,2	0,49018119	0,49026011
0,25	0,75527843	0,75517703
0,3	0,58044899	0,58043929
0,35	0,48399434	0,48410289
0,4	0,58495866	0,58490052
0,45	0,58165249	0,58159494
0,5	0,52542044	0,52549693
0,6	0,56072787	0,56067117
0,7	0,54014844	0,54017502
0,8	0,54718729	0,54718311
0,9	0,54574031	0,54573409
1,0	0,54530880	0,54531668
1,1	0,54622012	0,54621446
1,2	0,54579516	0,54579801
1,3	0,54615731	0,54615642
1,4	0,54615060	0,54615052
1,5	0,54623496	0,54623531
2,0	0,54644401	0,54644402
2,2	0,54648375	0,546483762
2,4	0,54651082	0,54651082

3. Exemple de calcul

Pentru a dovedi precizia metodei este prezentat următorul exemplu:
Fie funcţie de transfer:

$$F_1(p) = \frac{1\,400\,p^2 + 9\,520\,p + 13\,440}{p^5 + 25{,}19\,p^4 + 1\,578{,}7315\,p^3 + 15\,502{,}14\,879\,p^2 + 24\,589{,}8596\,p}.$$

Rezultă:

$$\omega_m \cong \frac{\sqrt{|(25{,}19)^2 - 4 \cdot 1578{,}7315|}}{2} = 37{,}6 \quad \text{şi}$$

$$T = \frac{\pi}{5 \cdot 37{,}6} \cong 0{,}01.$$

În tabelul 1 sînt date rezultatele obţinute cu acest pas de eşantionare.

4. Concluzii

— Metoda imaginilor suplimentare permite inversiunea transformatei Laplace a funcţiilor raţionale cu o precize suficientă calculului ingineresc.

— Are o precizie mai bună decît metoda formelor Z [7], prezentînd şi avantajul de a putea fi programată pe calculator şi de a fi simplu de utilizat.

— Din studiul modului de propagare a erorilor şi din verificările experimentale a rezultat că pînă la 300 de paşi de eşantionare nu sînt probleme de instabilitate numerică la metoda propusă.

Anexa

Metoda imaginilor suplimentare programată în limbaj FORTRAN pentru inversiunea numerică a transformatei Laplace a unei funcţii raţionale:

```
      DIMENSION A(21), B(21), F(500), FA(1000)
      DIMENSION H(20), G(20)
C     M = GRADUL POLINOMULUI DE LA NUMĂRĂTOR
C     N = GRADUL POLINOMULUI DE LA NUMITOR
      READ (105,1) M, N
    1 FORMAT (2I3)
      M1 = M + 1
      N1 = N + 1
      DO 5 I = 1, N1
      A(I) = 0.
    5 B(I) = 0.
C     COEFICIENŢII NUMITORULUI ŞI NUMĂRĂTORULUI SE
C     CITESC ÎN ORDINEA CRESCĂTOARE A PUTERILOR
      READ (105,2) (A(I), I = 1, M1)
    2 FORMAT (20F17.8)
      READ (105,3) (B(I), I = 1, N1)
    3 FORMAT (21F17.8)
      WRITE (108,4) M, N
    4 FORMAT (' ', 15X, 'GRADUL POLINOMULUI DE LA
     1 NUMĂRĂTOR M = ', I3/' ', 15X, 'GRADUL POLINOMULUI
     1 DE LA NUMITOR N = ', I3)
      WRITE (108,11)
   11 FORMAT ('0', 19X, 'COEFICIENŢII NUMĂRĂTORULUI', 13X, 'COEFICIENŢII NUMITORULUI')
      DO 6 I = 1, N1
      IF(A(I). EQ.O.) GO TO 7
      WRITE (108,8) A(I), B(I)
    8 FORMAT (' ', 25X, F17.8, 12X, F17.8)
      GO TO 9
    7 WRITE (108,10) B(I)
   10 FORMAT (' ', 54X, F17.8)
    9 CONTINUE
    6 CONTINUE
C     CALCULUL DERIVATEI NUMĂRĂTORULUI
      DO 14 I = 1, N
      H(I) = 0.
   14 G(I) = 0.
      DO 12 I = 1, M1
      NF = N - I
      FACT = 1.
      DO 13 K = 1, NF
   13 FACT = FACT*K
      J = N - I + 1
   12 H(J) = A(I)/FACT
C     CALCULUL DERIVATEI NUMITORULUI
      DO 15 I = 1, N
      NF = N - I
      FACT = 1.
      IF(NF. EQ. O) GO TO 17
      DO 16 K = 1, NF
   16 FACT = FACT*K
   17 J = N - I + 1
   15 G(J) = B(I)/FACT
      NH = N - 1
      NG = N - 1
C     T = PASUL DE EŞANTIONARE
C     TMAX = TIMPUL MAXIM
      READ (105,18) T, TMAX
   18 FORMAT (2F8.5)
      KI = TMAX/T
      WRITE (108,19) T
   19 FORMAT (' ', 15X, 'PASUL DE EŞANTIONARE T =', F8.5)
      WRITE (108,20)
   20 FORMAT (' ', 15X, 'TIMPUL', 5X, 'VALOAREA
     1 FUNCŢIEI',/' ', 15X,'. 00000', 7X', .00000')
      R = T
      CALL VALOAREA (H, NH, R, VH)
      VN = B(N1) + (T*B(N)/2.)
      F(1) = VH/VN
      IR = 2
   24 R = IR*T
      CALL VALOAREA (H, NH, R, VH)
      JR = IR - 1
      FG = 0.
      DO 22 K = 1, JR
      KR = IR - K
      RK = KR*T
      CALL VALOAREA (G, NG, RK, VG)
   22 FG = FG + F(K)*VG
      FDEN = VH - T*FG
      F(IR) = FDEN/VN
      IF(IR. GT. KI) GO TO 21
      IR = IR + 1
      GO TO 24
   21 T1 = T/2.
      KI = TMAX/T1
      CALL VALOAREA (H, NH, T1, VH)
      VN = B(N1) + (T*B(N)/2.)
      FA(1) = VH/VN
      IR = 2
   23 R = IR*T1
      CALL VALOAREA (H, NH, R, VH)
      JR = IR - 1
```

```
94        FG = 0.
95        DO 25 K = 1, JR
96        KR = IR - K
97        RK = KR*T1
98        CALL VALOAREA (G, NG, RK, VG)
99     25 FG = FG + FA(K)*VG
100       FDEN = VH - T1*FG
101       FA(IR) = FDEN/VN
102       IF(IR. GT. KI) GO TO 26
103       IR = IR + 1
104       GO TO 23
105    26 KI = KI/2
106       DO 27 I = 1, KI
107       I1 = 2*I
108       FX = (4.*FA(I1) - F(I))/3.
109       R = T*I
110       WRITE (108,28) R, FX
111    28 FORMAT (' ', 14X, F8.5, 4X, E15.8)
112    27 CONTINUE
113       STOP
114       END
 1        SUBROUTINE VALOAREA (AB, NM, R, VAL)
 2        DIMENSION AB(21)
 3        N1 = NM + 1
 4        VAL = AB(N1)
 5        DO 30 I = 2, N1
 6        J = N1 + 1 - I
 7     30 VAL = VAL*R + AB(J)
 8        RETURN
 9        END
```

Bibliografie

[1] *Dorn, W. S., Mc Cracken, D. D.* Metode numerice cu programe în Fortran. Editura tehnică, Bucureşti, 1976.

[2] *Marinescu, A.* Metode numerice pentru inversiunea transformatei Laplace. Comunicare ICP-Electroputere — Craiova, 1975.

[3] *Balabanian, N., Bickart, Th., A.* Teoria modernă a circuitelor, Bucureşti, Editura tehnică,1974.

[4] *Salvadori, M. G., Baron, M. L.* Metode numerice în tehnică. Editura tehnică, Bucureşti 1972.

[5] *Ralston, A.* A First Course in Numerical Analysis. Mc. Graw-Hill, New York, 1965.

[6] *Thaler, S., Pastel, J.* Analysis and Design of Nonlinear Feedbach Control Systems. Mc. Graw-Hill, New York, 1962.

[7] *Gibson, J., E.* Sisteme automate neliniare. Editura tehnică, Bucureşti, 1967.

CZ 621.315.24

CONDUCŢIE ELECTRICĂ
CONDUCTOARE IZOTROPE
ŞI NEOMOGENE

Forma locală a legii conducţiei electrice pentru conductoare izotrope şi neomogene, în regim electrocinetic staţionar, care includ surse electrochimice de energie

ION MITRACHE* — CLUJ-NAPOCA

În literatura de specialitate electrotehnică (eth) [1—9], cînd un generator real de tensiune continuă (inclusiv o sursă electrochimică de energie se dau ca exemple : pilă electrică, element galvanic, acmulator electric), debitează singur pe un receptor (în regim electrocinetic staţionar), se dă relaţia :

$$U_{e,i,eth} = R_i I + U_b, \qquad (1)$$

unde :

U_b reprezintă tensiunea electrică la bornele generatorului (sursei), considerată cu sensul de la borna „+" a generatorului spre borna „—" a acestuia ;

R_i — rezistenţa electrică interioară a sursei ;

I — intensitatea curentului electric de conducţie prin sursă ;

$U_{e,i,eth}$ — tensiunea electromotoare imprimată a sursei, considerată ca avînd aceeaşi valoare, indiferent dacă $I = 0$ sau $I \neq 0$.

În relaţia (1) este considerat sensul curentului de conducţie, acelaşi cu sensul tensiunii electromotoare imprimate.

Dacă sursa primeşte efectiv energie de la cîmpul electromagnetic, aplicîndu-i-se la borne o tensiune continuă, se foloseşte următoarea relaţie :

$$U_i = U_{e,i,ebh} + R_i I, \qquad (2)$$

unde mărimile au aceleaşi semnificaţii ca mai înainte, însă sensul curentului de conducţie este opus sensului tensiunii electromotoare imprimate.

În literatura de specialitate electrochimie (ech) [10, 11], cînd o sursă electrochimică de energie debitează singură pe un receptor, se dă relaţia :

$$U_{e,ech} = R_i I + U_b + \eta, \qquad (3)$$

unde:

R_i, I şi U_b au aceleaşi semnificaţii ca mai înainte ;

$U_{e,ech}$ reprezintă forţa electromotoare sau tensiunea electromotoare a sursei electrochimice de energie ;

* *Mitrache, I.* — Universitatea „Babeş-Bolyai" — Cluj-Napoca.

η reprezintă supratensiunea, de la cei doi electrozi, care constă din componente datorate unui transfer lent de sarcină electrică (numită supratensiune de activare sau de transfer de sarcină) și unui transport lent de reactant (numită supratensiune de transport); aceasta apare numai în condiții de neechilibru al interfeței electrod/electrolit ($I \neq 0$). Supratensiunea η depinde, în general, neliniar de I, $\eta(I)$, (în literatură [10—12] se dă o dependență de densitatea curentului de conducție, care densitate este definită ca raportul dintre intensitatea curentului de conducție și aria interfeței electrod/electrolit), iar pentru $I = 0$, și evident, $\eta(0) = 0$.

În relația (3) este considerat sensul curentului de conducție același cu sensul forței electromotoare.

Dacă sursa primește efectiv energie de la cîmpul electromagnetic, aplicîndu-se la borne o tensiune continuă, se dă următoarea relație:

$$U_b = U_{e,ech} + R_i I + \eta, \tag{4}$$

unde mărimile au aceleași semnificații ca mai înainte, însă sensul curentului de conducție este opus sensului forței electromotoare.

Cele două mărimi, $U_{e,i,eth}$ și $U_{e,ech}$ sînt definite prin forme diferite [1—11].

În lucrările de specialitate electrotehnică se arată că valoarea mărimii $U_{e,i,eth}$ este numeric egală cu tensiunea la bornele sursei în regim de gol ($I = 0$); aceasta rezultă și din faptul că intensitatea cîmpului electric imprimat, $\vec{E}_i$, este dată de relația:

$$\vec{E}_i = -\vec{E}\Big|_{\vec{J}=\vec{0}}, \tag{5}$$

unde:

$\vec{E}$ este intensitatea cîmpului electric;

$\vec{J}$ — densitatea curentului electric de conducție.

În lucrările de specialitate electrochimie se arată că valoarea mărimii $U_{e,ech}$ este numeric egală cu tensiunea la bornele sursei în condiții de echilibru al interfeței electrod/electrolit ($I = 0$).

Din cele de mai înainte rezultă că cele două mărimi, $U_{e,i,eth}$ și $U_{e,ech}$, coincid; se va folosi, în cele ce urmează, notația $U_{e,i}$ și denumirea tensiune electromotoare imprimată.

Dacă se consideră o porțiune oarecare, neramificată, de conductor filiform, izotrop și neomogen, în regim electrocinetic staționar, care include și o sursă electrochimică, corespunzător relației (3), se poate scrie:

$$U_{e,i} = R I + U_b + \eta, \tag{6}$$

unde R reprezintă rezistența totală a porțiunii de conductor considerate (inclusiv rezistența interioară a sursei electrochimice).

Conform celor arătate cu privire la relația (3), rezultă că relațiile (3) și (6) sînt scrise conform convenției de asociere a sensurilor de referință de la generatoare, în cazul cînd sensul curentului de conducție este același cu sensul tensiunii electromotoare imprimate.

Din relația (6) se obține:

$$-U_b + U_{e,i} - \eta = RI. \tag{7}$$

Dacă se folosește, însă convenția de asociere a sensurilor de referință de la receptoare, în cazul cînd sensul curentului de conducție este același cu sensul tensiunii electromotoare imprimate, se obține relația:

$$U_b + U_{e,i} + \eta = RI. \tag{8}$$

Relația (8) mai poate fi dedusă dacă se folosește relația (4). Astfel, pentru porțiunea de conductor considerată, corespunzător relației (4), se poate scrie:

$$U_b = U_{e,i} + R I + \eta. \tag{9}$$

Conform celor arătate cu privire la relația (4), rezultă că relațiile (4) și (9) sînt scrise conform convenției de asociere a sensurilor de referință de la receptoare, în cazul cînd sensul curentului de conducție este opus sensului tensiunii electromotoare imprimate.

Din relația (9) se obține:

$$U_b - U_{e,i} - \eta = R I. \tag{10}$$

Dacă se folosește convenția de asociere a sensurilor de referință de la receptoare, însă în cazul cînd sensul curentului de conducție este același cu sensul tensiunii electromotoare imprimate, se obține relația (8).

Deoarece supratensiunile de activare și transport nu se datoresc unui cîmp electric, ci unor fenomene de transfer lent de sarcină și de transport lent de reactant, adică fenomene (cauze) „neelectrice", înseamnă că supratensiunea η se poate numi tensiune imprimată suplimentară în regim electrocinetic staționar (în condiții de neechilibru al interfeței electrod/electrolit, $I \neq 0$) și să se noteze cu $U_{i,s}$.

Astfel, relația (8) devine:

$$U_b + U_{e,i} + U_{i,s} = R I. \tag{11}$$

Relaţia (11), fiind valabilă în regim electrocinetic staţionar, se poate scrie:

$$U_c + U_{e,i} + U_{i,s} = RI. \tag{12}$$

unde U_c reprezintă tensiunea electrică în lungul conductorului ($U_c = U_b$).

Notînd cu A şi B extremităţile axei (C) a porţiunii neramificate de conductor considerate:

$$U_c = \int_{\substack{AB \\ (C)}} \vec{E}\,\vec{ds}, \tag{13}$$

unde $\vec{E}$ reprezintă intensitatea cîmpului electric în conductor;

$$RI = \int_{\substack{AB \\ (C)}} \rho\,\vec{J}\,\vec{ds}, \tag{14}$$

unde ρ este rezistivitatea electrică, iar $\vec{J}$ — densitatea curentului electric de conducţie;

$$U_{e,i} = \int_{\substack{AB \\ (C)}} \vec{E}_i\,\vec{ds}, \tag{15}$$

unde $\vec{E}_i$ este intensitatea cîmpului electric imprimat; reamintim că $\vec{E}_i = -\vec{E}\big|_{\vec{J}=\vec{0}}$, deci, în regim de gol (în condiţii de echilibru al interfeţei electrod/electrolit, $\vec{J} = \vec{0}$).

Se poate introduce o intensitate a cîmpului imprimat, suplimentar, care să caracterizeze local fenomenele (cauzele) neelectrice de transfer lent de sarcină şi de transport lent de reactant (în regim electrocinetic staţionar, adică în condiţii de neechilibru al interfeţei electrod/electrolit, $\vec{J} \neq \vec{0}$). Se va nota această mărime cu $\vec{E}_{i,s}$ şi denumită intensitatea cîmpului imprimat suplimentar în regim electrocinetic staţionar (condiţii de neechilibru al interfeţei electrod/electrolit, $\vec{J} \neq \vec{0}$). De asemenea, s-ar putea nota, în loc de $\vec{E}_{i,s}$ cu $\vec{E}_\eta$ şi să se numească intensitatea cîmpului imprimat de activare (transfer lent de sarcină) şi de transport.

Deoarece $U_{i,s}$ caracterizează global (de-a lungul axei (C) a porţiunii neramificate de conductor considerate, între extremităţile A şi B) fenomenele neelectrice de transfer lent de sarcină şi de transport lent de reactant, rezultă relaţia între $U_{i,s}$ şi $\vec{E}_{i,s}$:

$$U_{i,s} = \int_{\substack{AB \\ (C)}} \vec{E}_{i,s}\,\vec{ds}. \tag{16}$$

Relaţia (16) poate fi privită ca o relaţie de definiţie a mărimii $\vec{E}_{i,s}$: cîmpul vectorial a cărui integrală curbilinie, de-a lungul axei unei porţiuni neramificate de conductor izotrop şi neomogen ce include o sursă electrochimică, între extremităţile sale, este egală cu tensiunea imprimată suplimentară în regim electrocinetic staţionar. Deoarece $U_{i,s}$ este funcţie, în general, neliniară de I, $U_{i,s} = U_{i,s}(I)$, rezultă că $\vec{E}_{i,s}$ este funcţie, în general, neliniară de $\vec{J}$, $\vec{E}_{i,s} = \vec{E}_{i,s}(\vec{J})$. Evident, în regim de gol, $U_{i,s}(0) = 0$ şi $\vec{E}_{i,s}(\vec{0}) = \vec{0}$.

Din relaţiile (12) — (16), rezultă:

$$\vec{E} + \vec{E}_i + \vec{E}_{i,s} = \rho\vec{J}. \tag{17}$$

Relaţia (17) reprezintă forma locală a legii conducţiei electrice pentru conductoare izotrope şi neomogene, în regim electrocinetic staţionar, care includ surse electrochimice de energie.

Se poate introduce încă o mărime, $\vec{E}_{i,t}$, prin relaţia:

$$\vec{E}_i + \vec{E}_{i,s} = \vec{E}_{i,t} \tag{18}$$

şi să se numească intensitatea cîmpului imprimat total în regim electrocinetic staţionar. Mărimea $\vec{E}_{i,t}$ este funcţie, în general, neliniară de $\vec{J}$, $\vec{E}_{i,t} = \vec{E}_{i,t}(\vec{J})$, prin intermediul lui $\vec{E}_{i,s}(\vec{J})$. Totodată, relaţia (18) pune în evidenţă faptul că intensitatea $\vec{E}_{i,t}$ a cîmpului imprimat total în regim electrocinetic staţionar (la $\vec{J} \neq \vec{0}$) este diferită de intensitatea $\vec{E}_i$ a cîmpului electric imprimat, deoarece $\vec{E}_{i,s}(\vec{J} \neq \vec{0}) \neq \vec{0}$.

Introducînd relaţia (18) în (17) se obţine:

$$\vec{E} + \vec{E}_{i,t} = \rho\vec{J}. \tag{19}$$

În lucrările de specialitate electrotehnică [1—9], forma locală a legii conducţiei electrice pentru conductoare izotrope şi neomogene (inclusiv cazul cînd conţin surse electrochimice) apare ca fiind dată de relaţia:

$$\vec{E} + \vec{E}_i = \rho\vec{J}, \tag{20}$$

unde intensitatea cîmpului electric imprimat, $\vec{E}_i$, este considerată aceeaşi, indiferent, dacă $\vec{J} = \vec{0}$ sau $\vec{J} \neq \vec{0}$ (ca şi $U_{e,i}$ ce este considerată ca avînd aceeaşi valoare, indiferent dacă $I = 0$ sau $I \neq 0$).

Conform celor de mai sus, relaţia (20) nu este în concordanţă cu relaţiile (17) şi (19), pentru $\vec{J} \neq \vec{0}$; ele coincid numai în cazul $\vec{J} = \vec{0}$, deoarece $\vec{E}_{i,s}(\vec{0}) = \vec{0}$.

Pentru a nu exista posibilitatea de confuzie, se poate nota $\vec{E}_i$ (fiind dat de „$-\vec{E}|_{\vec{J}=\vec{0}}$") cu $\vec{E}_{i,\vec{0}}$ și să se numească intensitatea cîmpului electric imprimat în regim de gol. Astfel, relația (17) se scrie:

$$\vec{E} + \vec{E}_{i,\vec{0}} + \vec{E}_{i,s} = \rho \vec{J}. \qquad (21)$$

Corespunzător, în relațiile (11) și (12), care reprezintă forma integrală a legii conducției electrice, se poate nota, suma $U_{e,i} + U_{i,s}$, cu $U_{i,t}$ și să se numească tensiune imprimată totală în regim electrocinetic staționar. Mărimea $U_{i,t}$ este funcție, în general, neliniară de I, $U_{i,t} = U_{i,t}(I)$, prin intermediul lui $U_{i,s}(I)$. Este evident că $U_{i,t} = \int_{AB(C)} \vec{E}_{i,t}\, \vec{ds}$. De asemenea, se poate nota $U_{e,i}$ cu $U_{e,i,0}$ și să se numească tensiune electromotoare imprimată în regim de gol ($I = 0$). Evident, $U_{e,i,0} = \int_{AB(C)} \vec{E}_{i,\vec{0}}\, \vec{ds}$.

Cele de mai înainte trebuie luate în considerație la legea transformării energiei în conductoare izotrope și neomogene parcurse de curenți electrici (în lucrările de specialitate electrotehnică se exemplifică, cazul cînd sursa primește efectiv energie de la cîmpul electromagnetic, cu acumulatorul electric care se încarcă), și la toate teoremele care se deduc pe baza legii conducției electrice pentru conductoare izotrope și neomogene, în regim electrocinetic staționar, care includ surse electrochimice de energie.

Bibliografie

[1] *Timotin, A., Hortopan, V., Ifrim, A., Preda, M.* Lecții de bazele electrotehnicii, Editura didactică și pedagogică, București, 1970.

[2] *Mocanu, C. I.* Teoria circuitelor electrice. Editura didactică și pedagogică, București, 1979.

[3] *Mocanu, C. I.* Teoria cîmpului electromagnetic. Editura didactică și pedagogică, București, 1981.

[4] *Răduleț, R.* Bazele electrotehnicii. Probleme, vol. I, Editura didactică și pedagogică, București, 1970.

[5] *Antoniu, I. S.* Bazele electrotehnicii. vol. I, Editura didactică și pedagogică, București, 1974.

[6] *Preda, M., Cristea, P., Spinei, F.* Bazele electrotehnicii, vol. I și II, Editura didactică și pedagogică, București, 1980.

[7] *Șora, C.* Bazele electrotehnicii. Editura didactică și pedagogică, București, 1982.

[8] *Andronescu, P.* Bazele electrotehnicii. vol. I, Editura didactică și pedagogică, București, 1972.

[9] *Budeanu, C. I., Gheorghiu, M., Hortopan, V., Ștefănescu, N.* Bazele teoretice ale electrotehnicii. Probleme vol. I, Editura tehnică, București, 1958.

[10] *Oniciu, L., Agachi, Ș., Boboș, L., Mitrache, I., Schmidt, E., Soo, A., Suciu, E., Topan, V.* Conversia electrochimică a energiei. Editura științifică și enciclopedică București, 1977.

[11] *Oniciu, L.* Chimie fizică; Electrochimie. Editura didactică și pedagogică, București, 1977.

[12] *Delahay, P., Tobiaș, C. W.,* (Editors). Advances in Electrochemistry and Electrochemical Engineering vol. I, Interscience, New York, London, 1961.

CZ 621.313.322 : 621.3.076.11

GENERATOR SINCRON
COMPOUNDAJ
AUTOEXCITAȚIE

Contribuții la calculul schemei de compoundaj derivație cu bobina de reactanță, folosită la generatoarele sincrone cu autoexcitație

MIHAI GH. IONESCU, ION BEȘTEA* — BUCUREȘTI

Sistemele de reglare a excitației generatoarelor sincrone cu autoexcitație cu compoundaj de fază (după curentul I și defazajul φ) au cunoscut o mare dezvoltare și diversificare ca urmare a simplității și siguranței în funcționare, fiind tot mai des folosite singure sau împreună cu alte sisteme de reglare automată a tensiunii. Lucrări de specialitate din acest domeniu [1, 2], precum și studii ale unor firme constructoare [3, 4, 5] indică schema cu bobină de reactanță în paralel cu tranformatorul de compoundaj (fig. 1), ca cea mai simplă, economică și sigură în exploatare, pentru generatoarele la tensiuni joase sub 600 V.

Deoarece în prezent marea majoritate a generatoarelor sincrone de puteri medii și mari folosesc ca excitatoare tot generatoare sincrone, performanțele realizate cu aceste scheme de compoundaj sînt și mai bune, ca urmare a consumului neglijabil de curent pe partea de autoexcitație. Cu toate acestea, modul de abordare și relațiile de calcul prezentate în literatura de specialitate nu permit proiectarea elementelor componente și a schemei în ansamblu cu precizia necesară, practic

* Ing. *Ionescu, Gh. M.* și ing. *Beștea, I.* — Institutul politehnic — București.

constatindu-se abateri însemnate între valorile de calcul și cele măsurate.

În acest scop lucrarea de față caută să rezolve o parte din problemele legate de calculul și proiectarea schemei din figura 1, stabilind

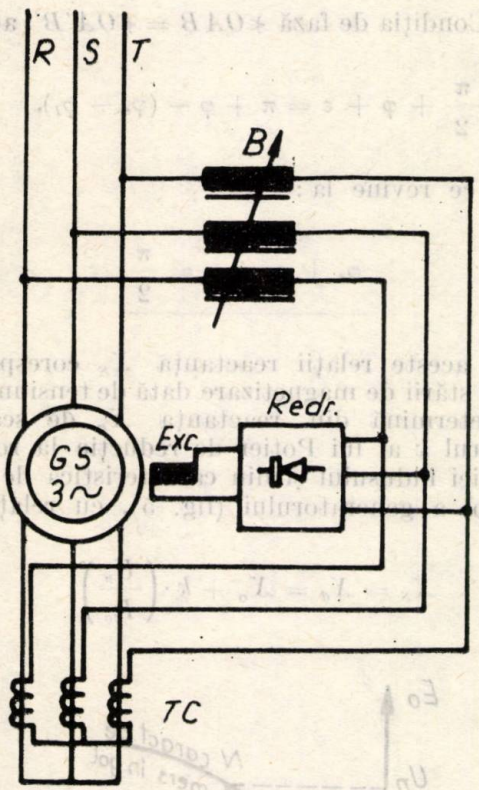


Fig. 1. Schema de compoundaj paralel cu bobină de reactanță.

principalele mărimi necesare inițial pentru dimensionarea bobinei și transformatorului de compoundaj.

Plecînd de la schema de principiu din figura 1, se poate stabili o schemă echivalentă pe o fază a circuitului de alimentare a înfășurării de excitație prezentată în figura 2.

Pe figură s-au notat următoarele mărimi: $\underline{Z}_b$ — impedanța echivalentă pe fază a bobinei

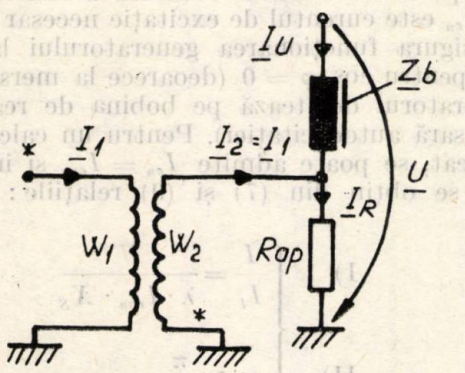


Fig. 2. Schema echivalentă pe fază.

de reactanță; R_{ap} — rezistența echivalentă pe fază a ansamblului înfășurare de excitație-redresor; $\underline{I}_I$ — curentul secundar injectat de transformatorul de compoundaj; $\underline{I}_U$ — curentul injectat de generator prin bobina de reactanță; $\underline{U}$ — tensiunea pe fază a generatorului sincron, care trebuie menținută constantă.

Schemei din figura 2 îi corespund relațiile:

$$\underline{I}_U\underline{Z}b + \underline{I}_R \cdot R_{ap} = \underline{U},$$
$$\underline{I}_R = \underline{I}_I + \underline{I}_U, \tag{1}$$

din care se obține:

$$\underline{I}_U = \frac{\underline{U}}{\underline{Z}_b + R_{ap}} - \underline{I}_I \cdot \frac{R_{ap}}{\underline{Z}_b + R_{ap}}. \tag{2}$$

Luînd curentul principal $\underline{I}$ ca origine de fază și introducînd notațiile:

$$Z_e = |\underline{Z}_e| = \sqrt{(R_{ap}+R_b)^2+X_b^2};$$
$$\varphi e = \operatorname{arc\,tg}\frac{X_b}{R_{ap}+R_b}, \tag{3}$$

se ajunge la relația:

$$I_U e^{j\varphi_u} = \frac{U e^{j\varphi}}{Z_e e^{j\varphi_e}} - \frac{R_{ap}}{Z_e e^{j\varphi_e}} I_I e^{j\varphi_I}. \tag{4}$$

Ținînd seama de relația (2) și luînd ca origine nouă de fază tensiunea $\underline{U}$ se obține relația:

$$I_R e^{j\varphi_R} = \frac{U}{Z_e} e^{-j\varphi_e} + I_I\left(1 - \frac{R_{ap}}{Z_e} e^{-j\varphi_e}\right) e^{j(\varphi-\varphi_I)}. \tag{5}$$

În aplicațiile practice ale acestei scheme de compoundaj se constată în mod obișnuit că $R_b \ll R_{ap}$, iar $X_b \gg \frac{1}{10} \cdot R_{ap}(\varphi_e \approx 85°)$, caz în care avem:

$$\left|1 - \frac{R_{ap}}{Z_e} e^{-j\varphi_e}\right| \approx 1,$$

cu erori sub 1%. În acest caz relația (5) devine:

$$I_R e^{j\varphi_R} = \frac{U}{Z_e} e^{-j\varphi_e} + I_I e^{j(\varphi-\varphi_I)}. \tag{6}$$

Din această expresie se observă că $\underline{I}_R$ are două componente și anume:

— o componentă $\underline{I}'_U = \frac{U}{Z_e} \cdot e^{-j\varphi_e}$, constantă ca mărime și fază;

— o componentă $\underline{I}'_I = I_I e^{j(\varphi - \varphi_I)}$ care depinde de mărimea și caracterul sarcinii generatorului sincron (fig. 3).

Deoarece generatorul sincron trebuie să lucreze la U = constant, se poate considera

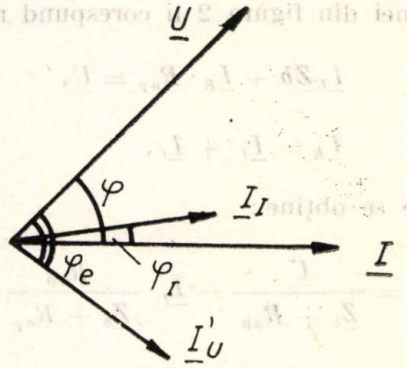


Fig. 3. Relațiile de faze.

că starea de magnetizare a sa rămîne practic aceeași. În aceste condiții va exista o relație de proporționalitate între E_0 (t.e.m. la mers în gol, ce corespunde acestei stări de magnetizare) și curentul I_R, sau altfel spus triunghiul fazorilor tensiunilor mașinii sincrone va fi asemenea cu triunghiul fazorilor curenților $\underline{I}_R$. $\underline{I}'_U$ și $\underline{I}'_I$ cum se arată în figura 4.

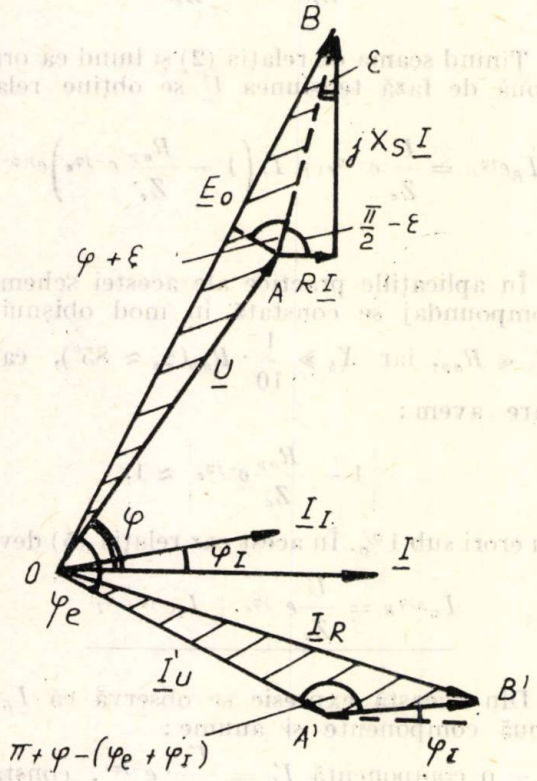


Fig. 4. Diagrama fazorială pentru schema de compoundaj.

Condițiile de asemănare sînt:

a. Condiția de proporționalitate a curenților:

$$\frac{I}{I_I} = \frac{U}{I'_U\sqrt{R^2 + X_S^2}}. \tag{7}$$

b. Condiția de fază $\sphericalangle OAB = \sphericalangle OA'B'$, adică:

$$\frac{\pi}{2} + \varphi + \varepsilon = \pi + \varphi - (\varphi_e - \varphi_I), \tag{8}$$

ceea ce revine la:

$$\varphi_e + \varphi_I + \varepsilon = \frac{\pi}{2}. \tag{9}$$

În aceste relații reactanța X_S corespunzătoare stării de magnetizare dată de tensiunea U, se determină din reactanța X_σ de scăpări, factorul k al lui Potier de reducție la rotor a reacției indusului și din caracteristica de mers în gol a generatorului (fig. 5), cu relația:

$$X_S = X_d = X_\sigma + k \cdot \left(\frac{U_n}{I_{eo}}\right). \tag{10}$$

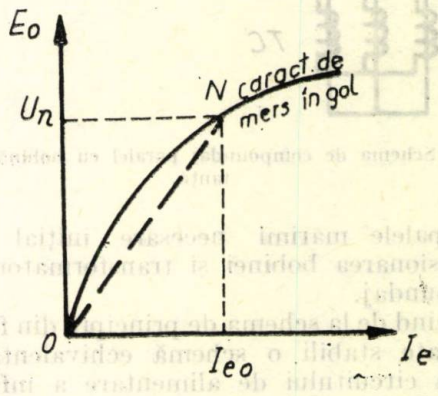


Fig. 5. Caracteristica de mers în gol a generatorului.

În continuare se notează $I'_U = \lambda \cdot I_{en}$, în care λ depinde de schema concretă a redresorului, iar I_{en} este curentul de excitație necesar pentru a asigura funcționarea generatorului la f_n și U_n, pentru cos $\varphi = 0$ (deoarece la mers în gol generatorul debitează pe bobina de reactanță necesară autoexcitației). Pentru un calcul simplificat, se poate admite $I_{en} = I_{eon}$ și în acest caz se obțin din (7) și (9) relațiile:

$$\text{I)}\quad \frac{I}{I_I} = \frac{U}{\lambda \cdot I_{eon} \cdot X_S}$$

$$\text{II)}\quad \varphi_e \cong \frac{\pi}{2}. \tag{11}$$

Pentru determinarea parametrilor bobinei de reactanță se pleacă de la relația simplificată $I'_U = \lambda \cdot I_{eon}$ și cunoscînd R_{ap} și U_n se determină o primă valoare a lui X_b:

$$X_b = \sqrt{\frac{U_n^2}{\lambda^2 \cdot I_{eon}^2} - R_{ap}^2}, \qquad (12)$$

apoi printr-un calcul iterativ se determină valoarea corespunzătoare a lui X_b și R_b, verificînd condiția de fază (9). În cazul în care condiția de fază nu se poate îndeplini, se încearcă fie decalarea fazelor bobinei, fie folosirea unei scheme zig-zag.

Transformatorul de compoundaj trebuie calculat astfel ca să asigure condițiile impuse de relațiile (11′) și (11″). El se va calcula ca un transformator de măsură de curent, conectat însă pe o sarcină echivalentă secundară variabilă (rezistența R_{ap} din figura 2 este în paralel cu o impedanță variabilă dată de $\underline{U}$, $\underline{I}_U$).

Bibliografie

[1] *Renz, E.* Kleinleistungssynchrongeneratoren mit selbsterregung. AEG Mitt. 47 (1957) nr. 5/6 mai/iun, p. 132–135.

[2] *Volkmann, W.* Ubersicht uber Kompoundierungsschaltungen fur Synchrongeneratoren. În: ETZ–A **bd. 81**, 1960, nr. 26, p. 932–937.

[3] *Lutz, K.* Konstantspannungs-Synchrongeneratoren. În: EuM 78, 1961, nr. 3, p. 144–151.

[4] *Hochstetter, W.* Erregungstechnik bei Synchrongeneratoren. În: Siemens Z, **42**, 1968, nr. 10, p. 827–833.

[5] *Boning, W.* Selbsterregte Synchrongeneratoren mit Storgrossenaufschaltung. În: Siemens Z, **43**, 1969, nr. 5, p. 465–472.

[6] *Lișcenco, A. I.* Sinhroniie dvigateli s avtomaticeskim regulirovaniem vozbujdenia. Ed. Tehnika, Kiev, 1969.

[7] *Morozova, I. A.* Parametri i haracteristiki ventilinih sistem vozbujdenia moșcinih sinhronnih generatorov. Ed. Energhia, Moscva, 1976.

[8] *Kulizade, K. N., Alizade, P. G. și Haikin, I. E.* Sinhronnii elektroprivod s pulsiruișcei nagruzkoi. Ed. Energhia, Moscva, 1978.

[9] *Glebov, I. A., Loghinov, S. I.* Sistemî vozbujdenia i regulirovania sinhronnih dvigatelei. Ed. Energhia, Moscva, 1972.

[10] * * * Documentație tehnică pentru excitație statică compund ESCRS „Jeumont-Schneider"

[11] * * * Documentație tehnică pentru excitație statică compund ARES „Leroy-Somer".

CZ 621.396.614 : 621.314.5

CIRCUITE DE CONVERSIE
GENERATOR MONOIMPULS DE TENSIUNE

Asupra preciziei de măsură a circuitelor de conversie tensiune-frecvență și frecvență-tensiune

EMIL GABER* — CRAIOVA

Introducere

Convertoarele tensiune-frecvență (U/F) și frecvență-tensiune (F/U) sînt circuite de măsură care realizează o funcție liniară între tensiunea de intrare (respectiv de ieșire) și frecvența impulsurilor de tensiune produse la ieșire (respectiv aplicate la intrare). Deși de dată relativ recentă aceste circuite sînt deja folosite într-un număr de aplicații „clasice": studiul caracteristicilor și controlul motoarelor electrice, conversia mărimilor neelectrice în frecvență, măsurarea turației și vitezei liniare, circuite de integrare pentru durate de timp mari, circuite de adunare, scădere, multiplicare și divizare a 2 frecvențe, convertoare analog digitale și mai ales, un domeniu de larg interes telemăsura și transmiterea datelor.

Dintre avantajele conversiei $U/F/U$ se remarcă în special simplitatea, costul redus și ușurința transmisiei informației. Telemăsura cu transmiterea datelor prin cabluri din fibre de sticlă constituie un exemplu de aplicație în care convertoarele $U/F/U$ constituie o soluție simplă și precisă. În plus ele au o bună rezoluție și liniaritate, o imunitate intrinsecă la zgomote și o gamă dinamică de maximum 6–7 decade.

Convertoarele $U/F/U$ se utilizează în sisteme de telemăsură, dintre care multe sînt situate în medii industriale cu condiții de temperatură grele: instalații de foraj, rețele de înaltă tensiune, aeronave. În aceste cazuri asigurarea preciziei de măsură în gama de temperatură de funcționare este o condiție esențială a cărei realizare este discutată în cele ce urmează.

1. Stabilitatea coeficientului de conversie

Marea majoritate a circuitelor de conversie U/F modulare au schema-bloc din figura 1 sau o variantă apropiată de aceasta. La aplicarea tensiunii de intrare U prin rezistența R circulă curentul:

$$I = \frac{U}{R},$$

Ing. *Gaber, E.* — Centrul de cercetare științifică — Electroputere — Craiova.

care încarcă condensatorul C. Cînd tensiunea pe acesta atinge nivelul de prag este generat un impuls de durată T_0 care comandă sursa de curent. Pe durata T_0 — determinată în general de un grup R_0C_0 exterior — curentul

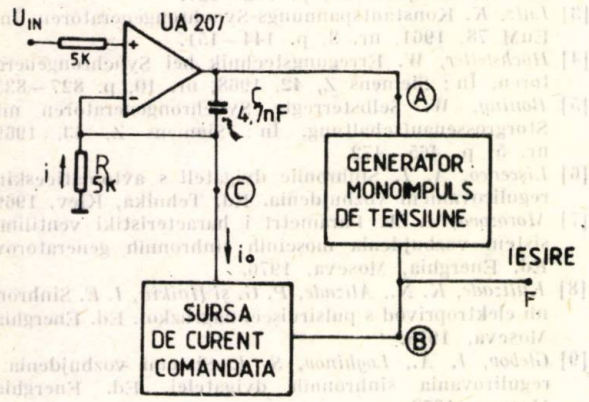


Fig. 1. Schema — bloc a unui convertor U/F.

injectat de sursă descarcă condensatorul C. La echilibru cînd frecvența ciclurilor încărcare-descărcare este F, curentul mediu prin condensator este zero:

$$\frac{U}{R} = FT_0I_0.$$

De aici rezultă mărimile de care depinde frecvența de ieșire a convertorului U/F:

$$F = \frac{1}{RT_0I_0}U. \qquad (1)$$

Parametrii I_0, T_0 variază atît pe seama variației elementelor R, R_0, C_0 cît și pe seama variației parametrilor elementelor active ale sursei de curent, respectiv generatorului monoimpuls. Aceleași probleme apar și în cazul convertoarelor F/U.

Pentru micșorarea variației factorului T_0 se folosește procedeul sincronizării convertoarelor $U/F/U$ cu un generator de tact extern pilotat de cuarț. Durata T_0 este atunci multiplu al perioadei oscilatorului cu cuarț ceea ce aonduce la un foarte mic coeficient de variație c ei în timp și cu temperatura. Evident că, complexitatea schemei crește odată cu precizia ei, iar impulsurile de ieșire (convertorul U/F) nu se succed la intervale de timp constante. În ce privește factorul I_0 se impune realizarea unor surse și comutatoare de curent de stabilitate superioară.

Din aceste motive, în cazul în care se doresc convertoare de performanțe superioare, pe lîngă convertoarele monolitice trebuie luate în considerație și convertoarele cu elemente discrete. În anumite condiții (necesar relativ redus pe economia națională), utilizarea prezintă și avantaje economice față de asimilarea convertoarelor modulare.

2. Convertorul frecvență-tensiune

Cel mai simplu circuit de conversie F/U este filtrul trece jos de ordinul 1 (fig. 2). Din expresia (2) a tensiunii de ieșire:

$$U = U_0T_0F, \qquad (2)$$

rezultă că stabilitatea mărimilor U_0, T_0 determină precizia convertorului. Dacă în plus se ia în considerare tensiunea de decalaj la intrare V_{OFF} și curentul de intrare de decalaj I_{OFF} tensiunea de ieșire devine [1]:

$$U = U_0T_cF + 2V_{OFF} + RI_{OFF}.$$

Precizia convertorului depinde deci și de performanțele amplificatorului operațional dar în primul rînd depinde de stabilitatea tensiunii de referință (egală de obicei cu U_0) și duratei T_0.

Pentru obținerea unei durate T_0 constante, în convertorul F/U realizat (fig. 3), a fost folosit un generator compus dintr-un dublu bistabil $CI3$ sincronizat de oscilatorul cu cuarț $CI4$, $CI5$ [2].

Generatorul produce un impuls de durată T_0 conform relației:

$$T_0 = NT_c, \qquad (3)$$

unde T_c este perioada oscilatorului cu cuarț $CI4$, iar N este factorul de divizare a frecvenței divizorului $CI5$. Durata T_0 va fi afectată doar de coeficientul de temperatură al frecvenței oscilatorului cu cuarț.

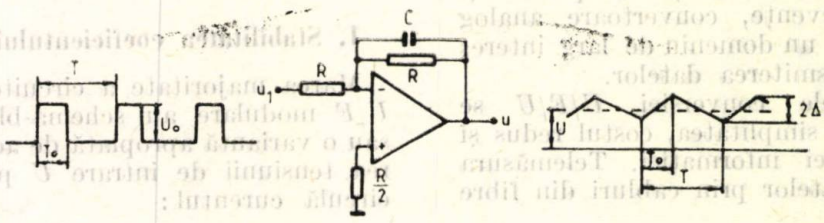


Fig. 2. Convertor F/U cu filtru trece jos de ordinul 1.

După cum se observă din figura 4 întîrzierea cu care apare impulsul de ieșire din generator (B) față de impulsul de intrare (A) are valoarea maximă:

$$\Delta t = N T_c = T_0. \qquad (4)$$

Rezultă că pentru un tren de impulsuri de perioadă constantă T aplicate convertorului F/U, la circuitul de integrare se aplică impulsuri cu perioada cuprinsă între $T - T_0$ și $T + T_0$, deci a căror frecvență instantanee variază în jurul frecvenței F.

Amplitudinea impulsului U_0 este stabilizată în general prin folosirea unei surse de referință U_R și a unui comutator cu tranzistor. Pentru micșorarea variației cu temperatura a căderii de tensiune pe tranzistorul comutator în stare de conducție a fost folosit un tranzistor JFET ($T3$) în serie cu o rezistență de valoare $R \gg r_{Don}$. Coeficientul de variație cu temperatura a tensiunii u_R, pe rezistența R este:

$$\frac{\mathrm{d}u_R}{u_R \mathrm{d}T} = \frac{R}{(R + r_{Don})^2} \frac{\mathrm{d}r_{Don}}{\mathrm{d}T}.$$

Valoarea măsurată în cazul tranzistorului 2N 4391 și $R = 50$ kΩ în intervalul de temperatură 20—70°C este 3 ppm.

În sfîrșit un ultim factor care poate influența precizia convertorului F/U la variația temperaturii este variația fronturilor de tensiune la intrarea în filtrul trece jos. Pentru micșorarea acestei variații se vor folosi tranzistoare de comutație și măsurile obișnuite pentru micșorarea timpilor de comutație directă și inversă.

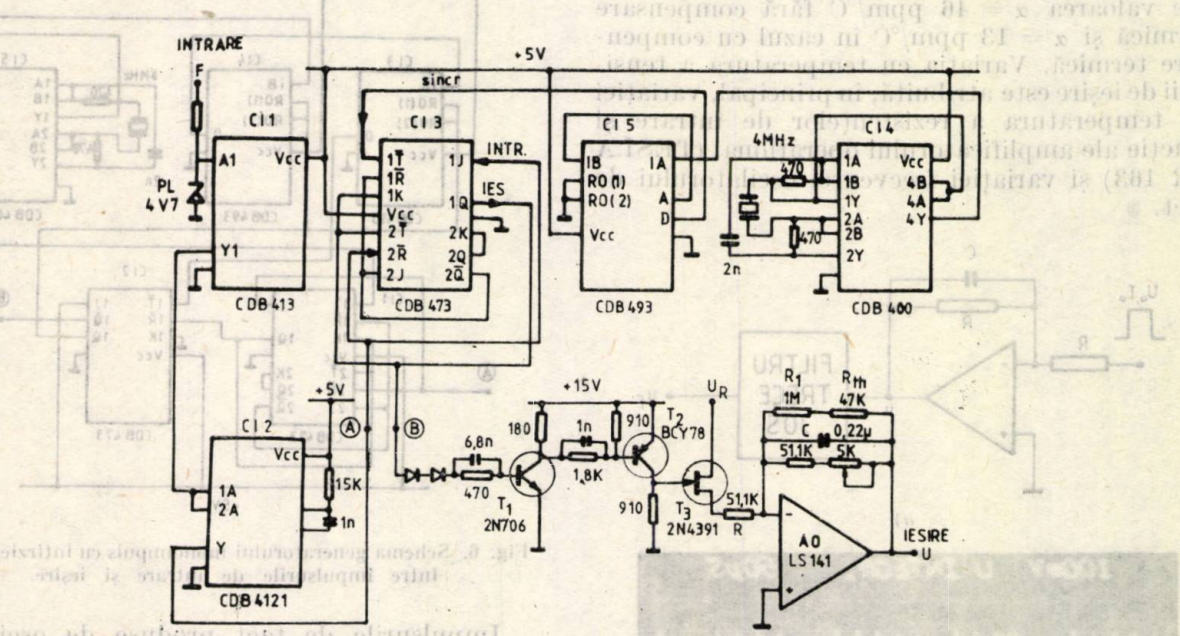


Fig. 3. Schema de principiu a convertorului F/U sincron.

Tabelul 1

Liniaritatea și variația cu temperatura a tensiunii de ieșire a convertorului F/U din figura 3

t(°C)	F(kHz)	20	40	60	80	100
20	$-U$(V)	1,198	2,400	3,600	4,800	6,000
20	ε 1%	0,03	0	0	0	0
70	$-U$(V) fără compensare	1,200	2,405	3,608	4,812	6,014
70	$-U$(V) cu compensare	1,200	2,400	3,599	4,799	5,996

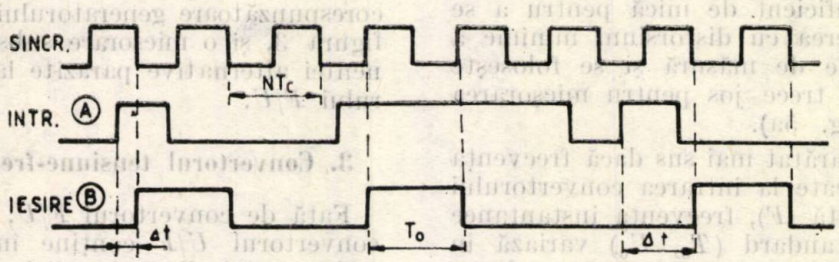
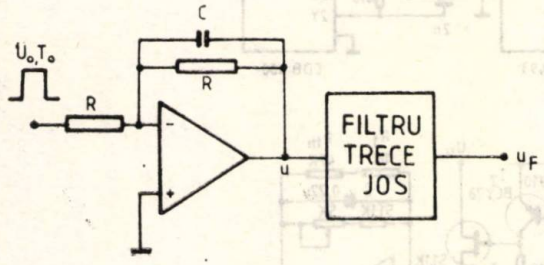


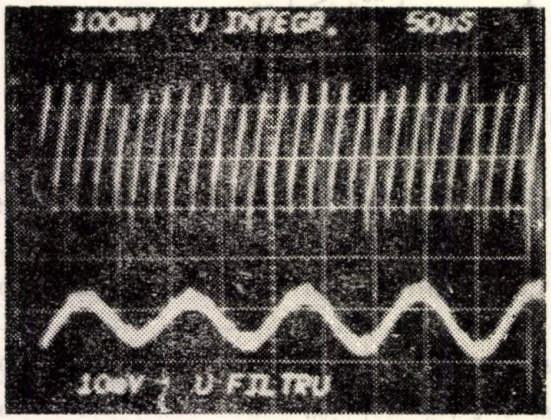
Fig. 4. Succesiunea în timp a impulsurilor la intrările și ieșirea generatorului monoimpuls cu dublu bistabil $JK-MS$.

În tabelul 1 se dau rezultatele etalonării convertorului F/U ($T_0 = 4$ μs; $U_R = 15$ V) la temperatura de 20°C și respectiv 70°C cu și fără circuit de corecție cu temperatura (grupul R_1, R_{th}). Eroarea de liniaritate ε_l este definită ca deviația față de o linie dreaptă de la zero la capătul domeniului, exprimată în procente din domeniul, de măsură.

Se deduce că valoarea maximă a driftului cu temperatura raportată la domeniul de măsură are valoarea $\alpha = 46$ ppm/°C fără compensare termică și $\alpha = 13$ ppm/°C în cazul cu compensare termică. Variația cu temperatura a tensiunii de ieșire este atribuită, în principal, variației cu temperatura a rezistențelor de intrare și reacție ale amplificatorului operațional (TESLA TR 163) și variației frecvenței oscilatorului de tact.



a)



b)

Fig. 5. a — Circuitul de ieșire din convertorul F/U pentru tensiuni variabile. b — Oscilogramele tensiunilor de ieșire.

În circuitele de transmitere a unei tensiuni variabile prin conversia $U/F/U$ apare un dezavantaj de principiu a circuitului din fig. 3. În acest caz constanta de timp de integrare trebuie aleasă suficient de mică pentru a se asigura transmiterea cu distorsiuni minime a tensiunii variabile de măsură și se folosește în plus un filtru trece jos pentru micșorarea pulsației ΔU (fig. 5a).

După cum s-a arătat mai sus dacă frecvența impulsurilor aplicate la intrarea convertorului F/U este constantă (F), frecvența instantanee a impulsurilor standard (T_0, U_0) variază în jurul valorii F. De aceea valoarea medie a acestor impulsuri va conține o componentă continuă U, conform relației (2), și o componentă variabilă parazită care se transmite practic neatenuată la ieșirea filtrului (fig. 5b). Pentru înlăturarea acestui efect este necesară micșorarea întîrzierii Δt (fig. 4), ceea ce se realizează de către generatorul monoimpuls din figura 6.

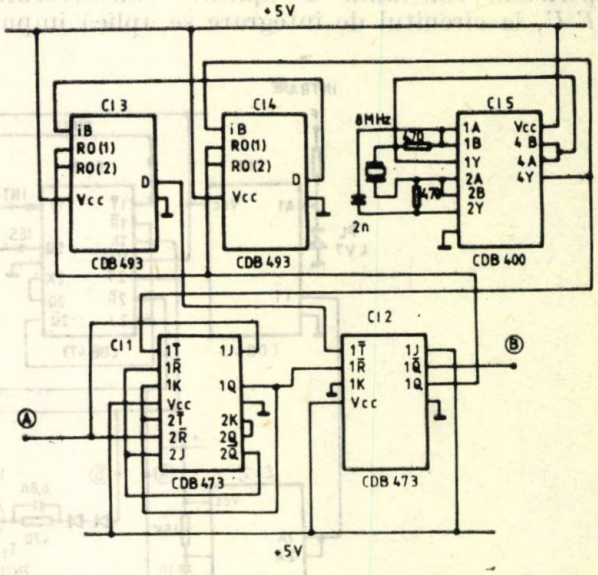


Fig. 6. Schema generatorului monoimpuls cu întîrziere redusă între impulsurile de intrare și ieșire.

Impulsurile de tact produse de oscilatorul cu cuarț ($CI5$) se aplică dublului bistabil $JK-MS$ ($CI1$) care produce un impuls de durată $T'_0 = T_c$ a cărui întîrziere față de impulsul de comandă (intrarea A) are valoarea:

$$\Delta t_1 = T_c. \tag{5}$$

Impulsul produs de dublul bistabil $CI1$ basculează bistabilul $CI2$ în starea O, stare în care acesta activează numărătorul $CI3$, $CI4$ cu factor de divizare N. După numărarea a N impulsuri de tact bistabilul $CI2$ este readus în starea inițială producînd astfel un impuls de durată:

$$T_0 = (N + 1)T_c. \tag{6}$$

S-a obținut astfel, conform relațiilor (4) și (5), o întîrziere Δt_1 de N ori mai mică decît cea corespunzătoare generatorului monoimpuls din figura 3, și o micșorare substanțială a componentei alternative parazite la ieșirea convertorului F/U.

3. Convertorul tensiune-frecvență

Față de convertorul F/U, conform figurii 1 convertorul U/F conține încă un bloc care influențează direct precizia de măsură, sursa de curent comandată. Schema cea mai simplă

(fig. 7a) folosește un tranzistor dublu a cărui comportare în gama de temperatură determină performanțele convertorului [3]. De exemplu, cu aria de tranzistoare LM 3 018 partea din coeficientul de temperatură al convertorului U/F datorită sursei de curent este 100 ppm. O altă sursă de curent utilizată este h_{FE} ($T2$ asupra curentului I_0 se folosește etajul Darlington T_1, $T2$. Coeficientul de temperatură al circuitului realizat este 15 ppm (20...70°C).

Comanda sursei de curent este realizată astfel încît curentul I_0 să fie generat continuu de sursă și injectat în circuitul integrator numai pe durata T_0. Prin funcționarea în

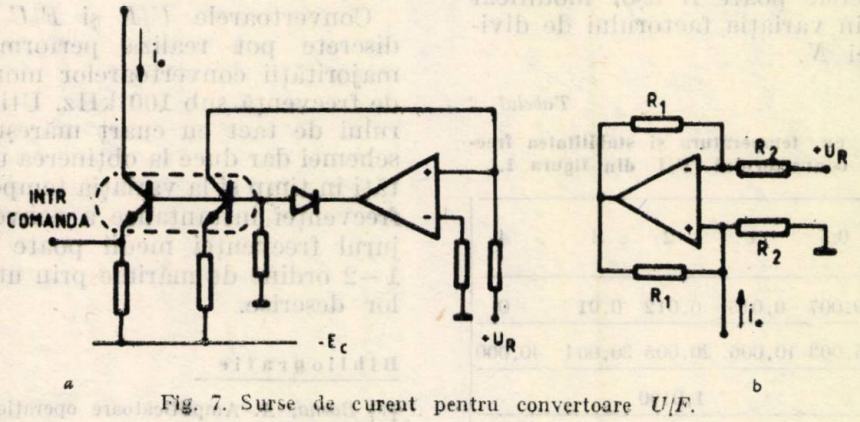


Fig. 7. Surse de curent pentru convertoare U/F.

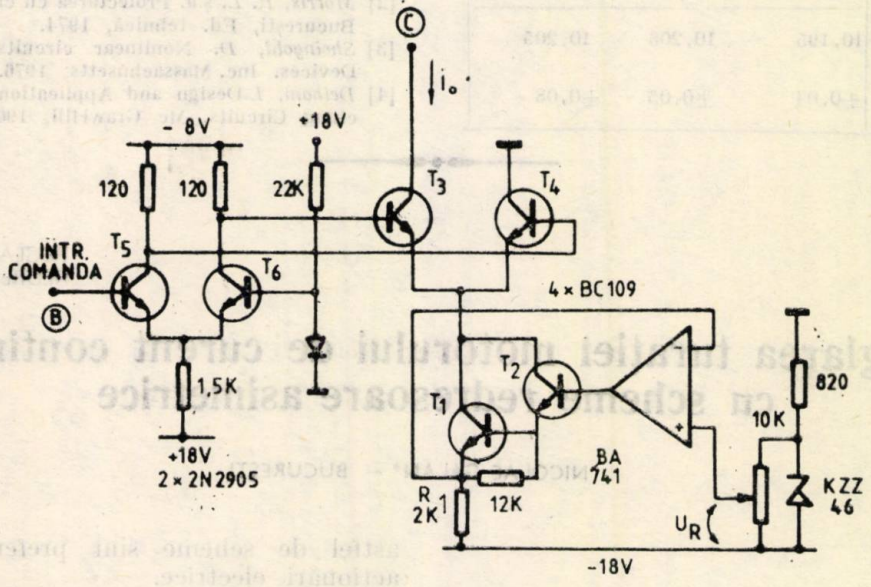


Fig. 8. Sursă de curent comandată prin comutator de curent.

cea din figura 7b care are însă dezavantajul că necesită 4 rezistoare de bună calitate și exact împerecheate.

Din experimentările făcute cele mai bune rezultate s-au obținut cu circuitul din figura 8. Stabilitatea curentului I_0 depinde, conform relației (7), doar de stabilitatea rezistenței R_1 și a sursei de referință:

$$I_0 = \frac{U_R}{R_1}. \qquad (7)$$

În realitate mai intervin tensiunea de decalaj a AO și curenții I_{CBO} ai tranzistoarelor $T1...T3$. Pentru micșorarea efectului variației regim continuu a sursei de curent se obține o bună stabilitate la variația frecvenței de ieșire. Drept comutator de curent se folosesc tranzistoarele $T3$, 4 comandate printr-un al doilea comutator de curent $T5$, 6 de generatorul monoimpuls de durată T_0. Comutatorul de curent are o influență neglijabilă asupra valorii curentului comutat și duratei de comutare de cca 10 ns.

Schema convertorului U/F realizat (fig. 1) alcătuit din blocurile prezentate în figurile 6 și 8, folosește un circuit integrator în varianta cu impedanță mare de intrare.

Dacă se ia în considerație tensiunea de decalaj la intrare a celor două amplificatoare operaționale și curenții I_{CBO} ai tranzistoarelor $T1 \ldots T3$ relația (1) devine:

$$F = \frac{U - U_{OFF}}{RT_0} \cdot \frac{R_1}{U_R + U_{OFF} + 3RI_{CBO}},$$

factorul de conversie poate fi ușor modificat în limite largi prin variația factorului de divizare al frecvenței N.

Tabelul 2

Liniaritatea, variația cu temperatura și stabilitatea frecvenței de ieșire a convertorului F/U din figura 1.

t(°C)	$-U$(V)	0,5	1	2	3	4
20	ε_1%	0,007	0,015	0,012	0,01	0
20	F(kHz)	5,003	10,006	20,005	30,004	40,000
$-U$(V)		1,0190				
t(°C)		20		+60	−15	
F(kHz)		10,195		10,206	10,205	
$\frac{\Delta F}{F}$ (%) în 24 h		±0,04		±0,05	±0,08	

Caracteristicile convertorului F/U sînt prezentate în tabelul 2. Se remarcă în special coeficientul mic de variație cu temperatura al factorului de conversie ($\alpha = 4$ ppm/°C), datorat variațiilor de semn opus al curentului I_0 și rezistenței R (Electrotermal G 101).

4. Concluzii

Convertoarele U/F și F/U cu componente discrete pot realiza performanțe superioare majorității convertoarelor monolitice în gama de frecvență sub 100 kHz. Utilizarea generatorului de tact cu cuarț mărește complexitatea schemei dar duce la obținerea unei bune stabilități în timp și la variația temperaturii. Variația frecvenței instantanee a convertorului U/F în jurul frecvenței medii poate fi micșorată cu 1—2 ordine de mărime prin utilizarea circuitelor descrise.

Bibliografie

[1] *Barna, A.* Amplificatoare operaționale. București, Ed. tehnică, 1974.
[2] *Morris, R. L.* ș.a. Proiectarea cu circuite integrate TTL. București, Ed. tehnică, 1974.
[3] *Sheingold, D.* Nonlinear circuits handbook. Analog Devices. Inc. Massachusetts, 1976.
[4] *Delhom, L.* Design and Application of Transistor Switching Circuits. Mc GrawHill, 1968.

CZ 621.313.17 : 621 – 531.6

REGLAREA VITEZEI
REDRESOARE ASIMETRICE

Reglarea turației motorului de curent continuu cu scheme redresoare asimetrice

NICOLAE GALAN* — BUCUREȘTI

Introducere

Una din metodele eficiente de reglare a turației motorului de curent continuu constă în modificarea tensiunii de alimentare a motorului [1—5]. O modalitate de modificare a tensiunii de alimentare o reprezintă utilizarea schemelor redresoare asimetrice [1]. În aceste cazuri de obicei schemele sînt simple, însă pot prezenta unele dezavantaje (încărcarea nesimetrică a rețelei, bobină de netezire cu inductivitate mai mare, accentuarea regimului deformant).

Domeniul larg al acționărilor electrice permite utilizarea avantajoasă a acestor scheme pentru o serie de aplicații de interes tehnic; adică o analiză tehnico-economică arată că astfel de scheme sînt preferabile în multe acționări electrice.

În continuare se vor evidenția unele aspecte cu privire la funcționarea unei astfel de scheme redresoare (mutatoare).

1. Tensiunea redresată a mutatorului

În figura 1a se prezintă schema redresoare cu un tiristor, care alimentează motorul de curent continuu M. Forma tensiunii ideale de mers în gol (curentul de sarcină este atît de mic încît să asigure funcționarea redresorului) este indicată în figura 1b unde s-a considerat un sistem trifazat simetric de tensiuni. Pentru $\omega L \gg R$, curenții prin cele trei faze i_R, i_S, i_T au o variație dreptunghiulară (fig. 1.c), dacă se consideră comutația instantanee; L este

* Dr. ing. *Galan, N.* — Institutul politehnic — București.

inductivitatea întregului circuit ($L = L_n + L_A$), iar $R = R_A + R_C$, rezistența întregului circuit, (R_C este rezistența celorlalte elemente ale circuitului).

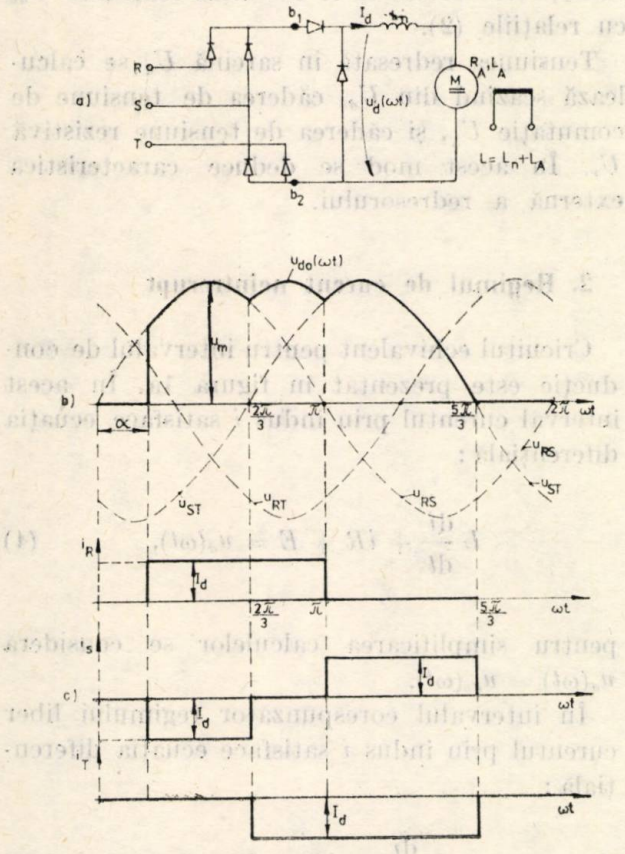


Fig.1

Fig. 1. a. Schema electrică a sistemului mutator-motor. b. Forma tensiunii redresate ideale la mersul în gol (linie plină) și tensiunile de linie u_{RS}, u_{ST} și u_{TR} (linie întreruptă). c. Variația în timp a curenților de linie i_R, i_S și i_T pentru $\omega L \gg R$.

În cazul în care sistemul de tensiuni trifazat este nesimetric (fig. 2), dar cu defazaj simetrie al tensiunilor, atunci tensiunea ideală de mers în gol $u_{do}(\omega t)$ se poate pune sub forma:

$$u_{do}(\omega t) = \begin{cases} U_{m1} \sin \omega t; & \alpha \leqslant \omega t \leqslant \beta_1 \\ U_{m2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right); & \beta_1 \leqslant \omega t \leqslant \beta_2 \\ U_{m3} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right); & \beta_2 \leqslant \omega t \leqslant \frac{5\pi}{3} \\ 0; & \frac{5\pi}{3} \leqslant \omega t \leqslant 2\pi + \alpha. \end{cases} \tag{1}$$

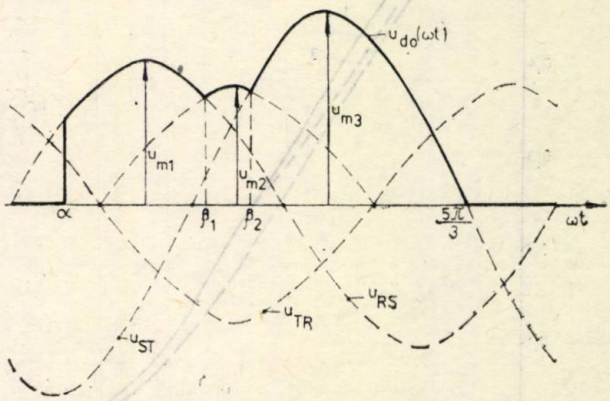


Fig. 2. Forma tensiunii redresate ideale la mersul în gol pentru sistem trifazat de tensiuni nesimetric (linie plină) și tensiunile de linie (linie întreruptă).

Valoarea medie a tensiunii redresate U_{do} funcție de unghiul de comandă este:

$$U_{do} = \frac{U_{m1}}{2\pi} \begin{cases} \cos\alpha - \cos\beta_1 + x_1\left[\cos\left(\beta_1 - \frac{\pi}{3}\right) - \cos\left(\beta_2 - \frac{\pi}{3}\right)\right] + x_2\left[1 + \cos\left(\beta_2 - \frac{2\pi}{3}\right)\right]; & 0 \leqslant \alpha \leqslant \beta_1 \\ x_1\left[\cos\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) - \cos\left(\beta_2 - \frac{\pi}{3}\right)\right] + x_2\left[1 + \cos\left(\beta_2 - \frac{2\pi}{3}\right)\right]; & \beta_1 \leqslant \alpha \leqslant \beta_2 \\ x_2\left[1 + \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right)\right]; & \beta_2 \leqslant \alpha \leqslant \frac{5\pi}{3}. \end{cases} \tag{2}$$

Pentru $\omega t \in \left(\alpha, \frac{5\pi}{3}\right)$, tensiunea redresată $u_d(\omega t) \neq 0$, iar pentru $\omega t \in \left(\frac{5\pi}{3}, 2\pi + \alpha\right)$, tensiunea $u_d(\omega t) = 0$.

unde s-au făcut notațiile $x_1 = U_{m2}/U_{m1}$; $x_2 = U_{m3}/U_{m1}$, alte notații sînt indicate în figura 2.

Dacă sistemul trifazat de tensiuni este simetric, atunci: $x_1 = x_2 = 1$, $\beta_1 = \frac{2\pi}{3}$ și $\beta_2 = \pi$,

iar relaţia (2) devine :

$$U_{do} = \frac{U_{m1}}{2\pi} \begin{cases} 3 + \cos\alpha; & 0 \leqslant \alpha \leqslant \dfrac{2\pi}{3} \\ 2 + \cos\left(\alpha - \dfrac{\pi}{3}\right); & \dfrac{2\pi}{3} \leqslant \alpha \leqslant \pi \\ 1 + \cos\left(\alpha - \dfrac{2\pi}{3}\right); & \pi \leqslant \alpha \leqslant \dfrac{5\pi}{3}. \end{cases} \tag{3}$$

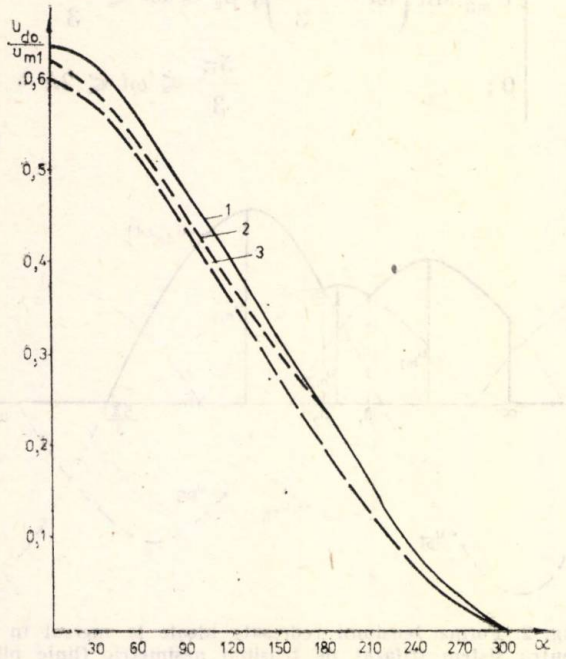


Fig. 3. Valoarea medie a tensiunii redresate în unităţi relative : 1 — sistem trifazat de tensiuni simetric, ($x_1 = x_2 = 1$) ; 2 — sistem nesimetric de tensiuni ; $x_1 = 0{,}82$; $x_2 = 1$, $\beta_1 = 130°$; $\beta_2 = 170°$; 3 — sistem nesimetric de tensiuni ; $x_1 = 1$; $x_2 = 0{,}82$; $\beta_1 = 120°$; $\beta_2 = 190°$.

De menţionat că la nesimetrii ale tensiunilor de ordinul 15%, tensiunea U_{do} este afectată nesemnificativ (fig 3) în raport cu cazul sistemului trifazat simetric ; la nesimetrii mai importante, este necesar să se calculeze tensiunea U_{do} cu relaţiile (2).

Tensiunea redresată în sarcină U_d se calculează scăzînd din U_{do} căderea de tensiune de comutaţie U_γ, şi căderea de tensiune rezistivă U_r. În acest mod se deduce caracteristica externă a redresorului.

2. Regimul de curent neîntrerupt

Cricuitul echivalent pentru intervalul de conducţie este prezentat în figura 1a. În acest interval curentul prin indus i satisface ecuaţia diferenţială :

$$L\frac{di}{dt} + iR + E = u_d(\omega t), \tag{4}$$

pentru simplificarea calculelor se consideră $u_d(\omega t) = u_{do}(\omega t)$.

În intervalul corespunzător regimului liber curentul prin indus i satisface ecuaţia diferenţială :

$$L\frac{di}{dt} + iR + E = 0. \tag{5}$$

După efectuarea calculelor din (1), (4) şi (5) rezultă expresia curentului prin indus $i^*(t) = iR/U_{m1}$ în unităţi relative :

$$i^*(t) = \begin{cases} \cos\varphi\sin(\omega t - \varphi) - \varepsilon + [i(\alpha) + \varepsilon - \cos\varphi\sin(\alpha - \varphi)]e^{-(\omega t - \alpha)\operatorname{ctg}\varphi}; & \omega t \in [\alpha,\ \beta_1], \\ x_2\cos\varphi\sin\left(\omega t - \dfrac{\pi}{3} - \varphi\right) - \varepsilon + \left[i_{f1} + \varepsilon - x_1\cos\varphi\sin\left(\beta_1 - \dfrac{\pi}{3} - \varphi\right)\right]e^{-(\omega t - \beta_1)\operatorname{ctg}\varphi}; & \omega t \in [\beta_1, \beta_2], \\ x_2\cos\varphi\sin\left(\omega t - \dfrac{2\pi}{3} - \varphi\right) - \varepsilon + \left[i_{f2} + \varepsilon - x_2\cos\varphi\sin\left(\beta_2 - \dfrac{2\pi}{3} - \varphi\right)\right]e^{-(\omega t - \beta_2)\operatorname{ctg}\varphi}; & \omega t \in \left[\beta_2,\ \dfrac{5\pi}{3}\right], \\ (i_{f3} + \varepsilon)e^{-\left(\omega t - \frac{5\pi}{3}\right)\operatorname{ctg}\varphi} - \varepsilon; & \omega t \in \left[\dfrac{5\pi}{3},\ 2\pi + \alpha\right]. \end{cases} \tag{6}$$

În (6) s-au făcut notațiile:

$$\cos\varphi = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}; \quad \varepsilon = \frac{E}{U_{m1}};$$

$$i(\alpha) = \frac{I(\alpha) \cdot R}{U_{m1}},$$

este valoarea inițială a curentului, adică valoarea la $\omega t = \alpha$; $i_{f1} = i^*(\beta_1)$; $i_{f2} = i^*(\beta_2)$; $i_{f3} = i^*\left(\frac{5\pi}{3}\right)$.

Ecuația diferențială (4) s-a integrat pe intervalele indicate în (6); astfel s-a integrat pe intervalul $[\alpha, \beta_1]$ cu $u_d(\omega t) = U_{m1} \sin \omega t$ și $i^* = i^*(\alpha)$ pentru $\omega t = \alpha$, apoi s-a calculat $i_{f1} = i^*(\beta_1)$ care constituie valoarea inițială pentru al doilea interval; operațiile se continuă în același mod pe următoarele intervale.

Pe baza relației (6) s-au trasat curbele de variație în timp a curenților la $\alpha = 0$, (fig. 4) și $\alpha = 60°$ (fig. 5), pentru diferite valori ale raportului $R/\omega L$, ($R/\omega L = \text{ctg}\,\varphi$) și sistem de tensiuni simetric. Forma de variație în timp a curentului se explică atît prin modul de variație în timp a tensiunii cît și prin valoarea raportului $R/\omega L$. Pentru regimul normal de funcționare ($\omega L \gg R$, curbele 1 și 2 din figura 4, ridicate pentru $\text{ctg}\,\varphi = 0{,}1$), curentul are o variație lentă în timp, cu maxime și minime ale căror valori sînt apropiate. De subliniat că valoarea inițială $i(o)$ nu influențează sensibil valoarea finală a curentului datorită rezistenței R a circuitului (chiar dacă $\omega L \gg R$); în expresia curentului intervine termenul de formă $i(o) \cdot e^{-t/T}$. După 2 — 3 perioade curentul se stabilizează la valoarea finală. Dacă parametrii ωL și R sînt comparabili (curba 3 din figura 4), curentul are o variație în timp dezavantajoasă atît ca solicitare termică a elementelor componente ale schemei cît și din punct de vedere energetic, (puterea deformată are o valoare

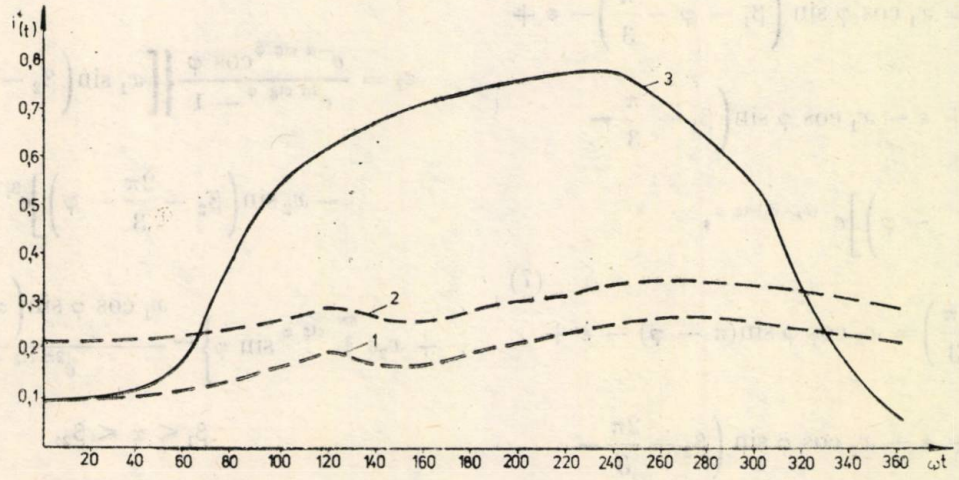


Fig. 4. Variația în timp a curentului din indus în cazul în care: $\varepsilon = 0{,}15$; $\alpha = 0$; $x_1 = x_2 = 1$: 1 — pentru $i^*(0) = 0{,}1$; $R/\omega L = 0{,}1$; 2 — pentru $i^*(0) = 0{,}22$; $R/\omega L = 0{,}1$; 3 — pentru $i^*(0) = 0{,}1$; $R/\omega L = 1$.

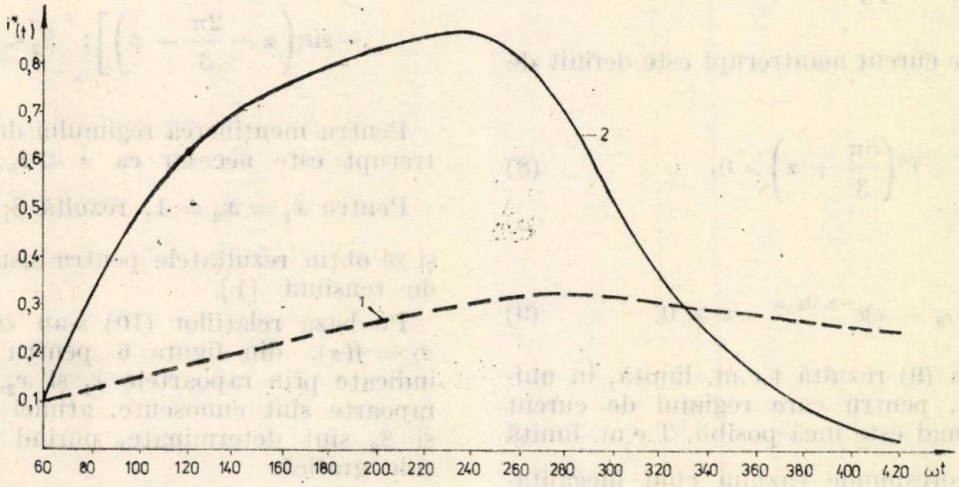


Fig. 5. Variația în timp a curentului din indus în cazul în care $i^*(0) = 0{,}1$; $\varepsilon = 0{,}05$; $\alpha = 60°$; $x_1 = x_2 = 1$: 1 — pentru $R/\omega L = 0{,}1$; 2 — pentru $R/\omega L = 1$.

mare). Situaţia se prezintă asemănător şi pentru $\alpha = 60°$ (curbele 1 şi 2 din figura 5). Schema mutatorului din figura 1a pe partea de curent continuu, are o comportare similară cu a celorlalte tipuri de mutatoare utilizate în acţionările electrice cu motor de curent continuu [5]. Curentul prin indus reprezintă pe intervale şi curentul de linie a sursei trifazate (fig. 1.c), deoarece în orice moment conduc numai două faze (dacă pe o fază curentul este i, atunci pe cealaltă fază este $-i$); astfel este cunoscut şi curentul prin ventile, respectiv valoarea de vîrf a curentului.

Pentru prima perioadă $[0,2\pi]$, se consideră $i(\alpha) = 0$, adică la $\omega t = \alpha$, sistemul mutator-motor a fost conectat la sursă; se poate scrie:

$$i_{f1} = i^*(\beta_1) = \cos\varphi \sin(\beta_1 - \varphi) - \varepsilon + [\varepsilon - \cos\varphi \sin(\alpha - \varphi)]e^{-(\beta_1-\alpha)\operatorname{ctg}\varphi},$$

$$i_{f2} = i^*(\beta_2) = x_1 \cos\varphi \sin\left(\beta_1 - \varphi - \frac{\pi}{3}\right) - \varepsilon + \left[i_{f1} + \varepsilon - x_1 \cos\varphi \sin\left(\beta_1 - \frac{\pi}{3} - \varphi\right)\right]e^{-(\beta_2-\beta_1)\operatorname{ctg}\varphi},$$

$$i_{f3} = i^*\left(\frac{5\pi}{3}\right) = x_2 \cos\varphi \sin(\pi - \varphi) - \varepsilon + \left[i_{f2} + \varepsilon - x_2 \cos\varphi \sin\left(\beta_2 - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right)\right]e^{-\left(\frac{5\pi}{3}-\beta_2\right)\operatorname{ctg}\varphi}. \quad (7)$$

Regimul de curent neîntrerupt este definit de condiţia

$$i^*\left(\frac{5\pi}{3} + \alpha\right) \geqslant 0, \quad (8)$$

sau:

$$(i_{f3} + \varepsilon)e^{-\alpha \operatorname{ctg}\varphi} \quad \varepsilon \geqslant 0. \quad (9)$$

Din relaţia (9) rezultă t.e.m. limită, în unităţi relative, pentru care regimul de curent neîntrerupt mai este încă posibil. T.e.m. limită $\varepsilon_L = \frac{E_L}{U_{m1}}$, corespunde cazului cînd inegalitatea (9) devine egalitate.

În funcţie de unghiul de comandă α al tiristorului, expresia (9) se poate explicita sub forma:

$$\varepsilon_L = \frac{e^{-\alpha \operatorname{ctg}\varphi}\cos\varphi}{e^{2\pi \operatorname{ctg}\varphi} - 1}\left\{\left[\sin(\beta_1 - \varphi) - x_1 \sin\left(\beta_1 - \frac{\pi}{3} - \varphi\right)\right]e^{\beta_1 \operatorname{ctg}\varphi} + \left[x_1 \sin\left(\beta_2 - \frac{\pi}{3} - \varphi\right) - x_2 \sin\left(\beta_2 - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right)\right]e^{\beta_2 \operatorname{ctg}\varphi} + x_2 \sin\varphi\, e^{\frac{5\pi}{3}\operatorname{ctg}\varphi}\right\} - \frac{\cos\varphi \sin(\alpha - \varphi)}{e^{2\pi \operatorname{ctg}\varphi} - 1};$$

$$0 \leqslant \alpha \leqslant \beta_1, \quad (10)$$

$$\varepsilon_L = \frac{e^{-\alpha \operatorname{ctg}\varphi}\cos\varphi}{e^{2\pi \operatorname{ctg}\varphi} - 1}\left\{\left[x_1 \sin\left(\beta_2 - \frac{\pi}{3} - \varphi\right) - x_2 \sin\left(\beta_2 - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right)\right]e^{\beta_2 \operatorname{ctg}\varphi} + x_2 e^{\frac{5\pi}{3}\operatorname{ctg}\varphi} \sin\varphi\right\} - \frac{x_1 \cos\varphi \sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right)}{e^{2\pi \operatorname{ctg}\varphi} - 1};$$

$$\beta_1 \leqslant \alpha \leqslant \beta_2,$$

$$\varepsilon_L = \frac{x_2 \cos\varphi}{e^{2\pi \operatorname{ctg}\varphi} - 1}\left[e^{\left(\frac{5\pi}{3} - \alpha\right)\operatorname{ctg}\varphi} \sin\varphi - \sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right)\right]; \quad \beta_2 \leqslant \alpha \leqslant \frac{5\pi}{3}.$$

Pentru menţinerea regimului de curent neîntrerupt este necesar ca $\varepsilon \leqslant \varepsilon_L$.

Pentru $x_1 = x_2 = 1$, rezultă $\beta_1 = \frac{2\pi}{3}$, $\beta_2 = \pi$ şi se obţin rezultatele pentru sistemul simetric de tensiuni [1].

Pe baza relaţiilor (10) s-au trasat curbele, $\varepsilon_L = f(\alpha)$, din figura 6 pentru nesimetricile indicate prin rapoartele x_1 şi x_2. Dacă aceste rapoarte sînt cunoscute, atunci unghiurile β_1 şi β_2 sînt determinate, putînd fi deduse pe cale grafică.

Din figura 6 se constată că la nesimetrii de pînă la 20% nu există diferenţe mari între

cele două cazuri: ($x_1 = 0{,}82$; $x_2 = 1$; curbele 1, 2 și 3 din fig. 6) și ($x_1 = 1$; $x_2 = 0{,}82$, curbele 4, 5, 6 din fig. 6); însă rezultă că pentru nesimetrii mai pronunțate cazul $x_1 > x_2$ este mai

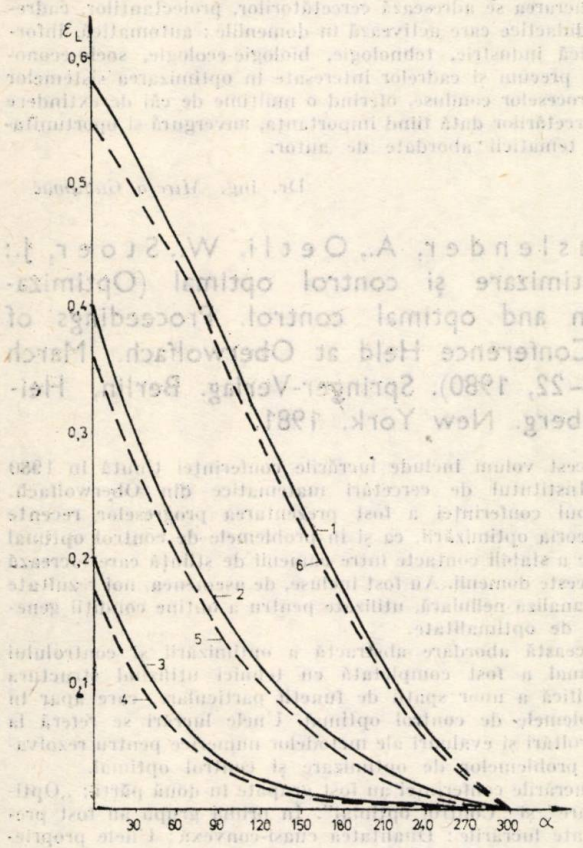


Fig. 6. Curbele $\varepsilon_L = f(\alpha)$ în cazul în care $x_1 = 0{,}82$; $x_2 = 1$; $\beta_1 = 130°$; $\beta_2 = 170°$: 1 — pentru $R/\omega L = 0{,}1$; 2 — pentru $R/\omega L = 0{,}5$; 3 — pentru $R/\omega L = 1$. Aceleași curbe în cazul în care $x_1 = 1$; $x_2 = 0{,}82$; $\beta_1 = 120°$; $\beta_2 = 190°$: 4 — pentru $R/\omega L = 1$; 5 — pentru $R/\omega L = 0{,}5$; 6 — pentru $R/\omega L = 0{,}1$.

dezavantajos în raport cu cazul $x_1 < x_2$ și este necesar un alt mod de conectare al mutatorului, astfel încît tensiunea U_{ST} să aibă amplitudinea cea mai mare. Din punctul de vedere al încărcării fazelor este mai avantajos ca tensiunea U_{TR} să aibă amplitudinea cea mai mare. Soluția rezultă în urma unei analize tehnico-energetice. Aspectele prezentate mai sus suscită interes în cazul unor nesimetrii permanente.

3. Concluzii

În lucrare s-a analizat o schemă redresoare asimetrică simplă, cu un singur tiristor, care permite reglarea tensiunii în curent continuu în limite relativ largi. Au fost prezentate aspecte cu privire la comportarea mutatorului alimentat cu sistem trifazat de tensiuni nesimetric. S-a calculat tensiunea redresată ideală de mers în gol pentru cazul cînd mutatorul este alimentat de la un sistem nesimetric de tensiuni, rezultînd relații simple pentru cazul sistemului simetric de tensiuni. S-a dedus expresia analitică a curentului prin indusul motorului de curent continuu, pe baza căreia s-a analizat regimul de curent neîntrerupt pentru diferite nesimetrii a sistemului de tensiuni trifazat. Calculele s-au efectuat pentru cazul comutației instantanee; dacă se are în vedere unghiul de comutație atunci corecțiile se fac în maniera cunoscută din teoria mutatoarelor.

Bibliografie

[1] *Iaţenko, A. A., Tropin, V. V.* Analiz ustanovivşegosia proţesa v ţepi „tiristornii preobrazovatel-nagruzka", Ventilnogo electroprivada postoiannogo toka. În: IVUZ Elektromehanica, nr. 4, 1981, p. 443–451.

[2] *Kelemen, A.* Acționări electrice, Editura didactică și pedagogică, București, 1979.

[3] *Kelemen, A., Imecs, M.* Mutatoare, Editura didactică și pedagogică, București, 1978.

[4] *Galan, N., Chiță, C., Cistelecan, M.* Mașini electrice, Editura didactică și pedagogică, București, 1981.

[5] *Bartan, Th. H.* The Transfer characterises of Chopper Drive, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA–16, nr. 4, 1980, p. 489–495.

RECENZII

Dr. ing. Florin Stănciulescu: Dinamica sistemelor mari Editura Academiei, 1982, p. 267

Lumea actuală, cu activitatea sa socială în formele cele mai diverse, beneficiază de aportul generos al automatizării și informaticii. Rar se poate întîlni astăzi un utilaj, agregat sau un proces tehnologic căruia automatizarea să-i fie străină, iar unele din acestea sînt exemple de cele mai complexe echipamente automatizate. Ca atare, dezvoltarea impetuoasă a științei și aplicațiilor ei tehnologice, cu implicații în toate sectoarele activității umane, presupune cunoașterea aprofundată a tuturor posibilităților industriale, economice, ecologice etc. În acest context, apariția lucrării „Dinamica sistemelor mari", într-un moment determinat de recentele orientări trasate de conducerea superioară de partid și de stat, a reputatului specialist român dr. ing. Florin Stănciulescu, vine să sublinieze încă odată necesitatea cunoașterii de către o largă masă de specialiști a comportării dinamice a sistemelor de mare avengură. Concepută într-un stil sobru, clar, la un înalt nivel științific, cu numeroase elemente cu caracter original, ce-i conferă prioritate pe plan mondial, cu un bogat conținut de aplicații cu mare interes pentru cercetare, proiectare știință și tehnologie (industrie, energetică, ecologie, economie) sînt numai cîteva din motivele care fac ca lucrarea să poată fi considerată o remarcabilă monografie în domeniu.

De altfel, acest fapt este subliniat și de conoscutul acad. A. Avramescu în prefața lucrării.

„Dinamica sistemelor mari" bazată pe principiul de incertitudine în aceste sisteme este structurată în două părți.

Prima parte se referă la principiile metodologice complete și proprietățile sistemelor mari.

În afara expunerii și definirii principiilor metodologice și a tehnicilor de modelare (modelarea sistemelor multivariabile neliniare, modelarea prin liniarizare și biliniarizare, prin agregare, modelare calitativă, teoria catastrofelor), lucrarea cuprinde capitole legate de traiectoria optimală a sistemelor mari cum și dinamica sistemelor mari în condiții de incertitudine sau în structura ierarhizată. Din lectura lucrării se desprind numeroase contribuții originale ale autorului dintre care sînt de menționat:

— principiul de incertitudine în sistemele mari, elaborat și formalizat de autor, ce aruncă o lumină nouă asupra teoriei sistemelor mari cu implicații asupra aplicațiilor concrete;

— metoda integralelor de convoluție, extinsă pentru rezolvarea sistemelor diferențiale neliniare;

— elaborarea unor noi algoritme de calcul pentru optimizarea sistemelor mari, complexe în vederea programării calculatorului electronic pe două căi distincte și anume: descompunere-coordonare-minimizarea incertitudinii — comandă și descompunere-agregare-coordonare-comandă;

— aplicarea metodelor dezvoltate de analiza și conducerea optimală a unor mari sisteme industriale, economice și ecologice;

— aplicarea metodelor la prognozarea în dezvoltarea sistemelor socio-economice și ecologice.

Interesantă și de importanță deosebită este și partea II-a „aplicații referitoare la programarea și urmărirea proceselor industriale" cu exemple concrete ca: modelul dinamic pentru conducerea procesului de fabricație al unor electromagneți. De asemenea o problemă deosebit de actuală, pe contextul crizei energetice pe plan mondial tratată în lucrare o reprezintă conducerea optimală a sistemelor electroenergetice. Pentru ilustrare se prezintă o metodă de optimizare a sistemului hidrotermoenergetic. În lucrare se mai abordează și problema unui ecosistem, cu exemplificare în sistemul ecologic al unui lac mare sau studiul diminuării debitului de apă al rîurilor cu posibilitate de determinare calitativ și cantitativ a relației „Cantitate de ploaie-debit".

Este de remarcat că lucrarea abordează și problema studiului dinamizării sistemelor socio-economice care reprezintă o problemă deosebit de actuală fiind date ca exemplu studii referitoare la județul Buzău.

Lucrarea se adresează cercetătorilor, proiectanților, cadrelor didactice care activează în domeniile: automatică, informatică industrie, tehnologie, biologie-ecologie, socio-economie, precum și cadrelor interesate în optimizarea sistemelor și proceselor conduse, oferind o mulțime de căi de extindere a cercetărilor dată fiind importanța, anvergură și oportunitatea tematicii abordate de autor.

Dr. ing. *Mircea Gudumac*

Auslender, A., Oetli, W., Stoer, J.: Optimizare și control optimal (Optimization and optimal control. Proceedings of a Conference Held at Oberwolfach, March 16—22, 1980). Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg. New York, 1981.

Acest volum include lucrările conferinței ținută în 1980 la Institutul de cercetări matematice din Oberwolfach. Scopul conferinței a fost prezentarea progreselor recente în teoria optimizării, ca și în problemele de control optimal și de a stabili contacte între oamenii de știință care lucrează în aceste domenii. Au fost incluse, de asemenea, noi rezultate din analiza neliniară, utilizate pentru a obține condiții generale de optimalitate.

Această abordare abstractă a optimizării și controlului optimal a fost completată cu tehnici utilizînd structura specifică a unor spații de funcții particulare, care apar în problemele de control optimal. Unele lucrări se referă la dezvoltări și evaluări ale metodelor numerice pentru rezolvarea problemelor de optimizare și control optimal.

Lucrările conferinței au fost grupate în două părți: „Optimizare" și „Control optimal". În prima grupă au fost prezentate lucrările: Dualitatea cuasi-convexă; Unele proprietăți de diferențiabilitate ale funcțiilor cuasi-convexe în R^n; Asupra condițiilor de optimalitate pentru programe infinite; Condițiile de optimalitate pentru problemele de aproximare în normă discrete, neliniare; Metode metrice variabile fezabile pentru probleme cu restricții neliniare; O notă asupra demonstrației convergenței pentru metoda Shor-Khachian; Un punct de vedere asupra căutării liniare; Aproximarea și descompunerea problemelor de mari dimensiuni; Asupra existenței multiplicatorilor Lagrange în programarea neliniară în spații Banach; Funcții C^2 pseudoconvexe și strict pseudoconvexe; Organizarea, testarea și performanța programelor de optimizare; Metoda Han fără rezolvarea problemei Q.

În cea de a doua grupă de lucrări au fost prezentate: Condiții de optimalitate necesare pentru jocuri diferențiale cu tranziții; Regularizarea multiplicatorilor Lagrange pentru sistemele cu întîrziere și stare finală fixată. Rezolvarea numerică a problemelor de control parabolic, liniare și neliniare; Asupra existenței soluțiilor în controlul stochastic optimal neliniar; Controlabilitatea minimală în vederea optimizării; Asupra alegerii algoritmilor de minimizare în probleme de control optimal parametric; Dualitatea tare, dualitatea tare și penalizarea pentru o problemă de control parabolic cu restricție pe stare; Aproximații cu difecențe finite la problemele de control optimal cu restricții.

Lucrările conferinței de optimizare și control optimal de la Oberwolfach sînt de un înalt nivel matematic și tehnic. Ele pun în evidență atît rezultate recente obținute în aceste două domenii de cercetare, cît și deschiderile în spre noi direcții de cercetare. Ele vor fi utile cercetătorilor în automatică și informatică și specialiștilor matematicieni, ingineri sau economiști interesați de teoria și aplicațiile optimizării și/sau controlului optimal.

Florin Stănciulescu

Knobloch, H. W.: Condiții necesare de ordin optimal (Higher order necesscary conditions in optimal control theory). Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York 1981.

Terminologia „condiții de ordin superior" se referă la o varietate de teste locale de optimalitate, care au fost introduse în teoria reglării în ultimii 20 de ani. Aceste condiții sînt mult utilizate (ca criterii), pentru a exclude apariția arcelor singulare (porțiuni ale soluțiilor optimale pentru care principiul „bang-bang" nu are loc). Termenul „de ordin superior" indică rolul lor suplimentar la condițiile de ordinul 1 din calculul variațiilor. În particular, aceste condiții sînt de ajutor în situațiile în care principiul maximului nu poate distinge între maximizarea și minimizarea soluțiilor.

Această lucrare este scrisă în stilul unei monografii și dezvoltă o teorie completă privind problematica condițiilor necesare în controlul optimal. Pentru lectura ei sînt presupuse unele cunoștințe de bază din teoria generală a optimizării și o anumită familiaritate cu tehnicile din algebra liniară și analiza matematică.

Abordarea are o anumită notă de originalitate, dar are unele rădăcini în lucrările lui Krener și ale lui Jacobson, în privința aspectelor geometrice diferențiale.

Lucrarea este împărțită în trei părți. Partea I-a, intitulată, „Cadrul formal", cuprinde: puncte de comutație variabilă, dependența soluției de funcția f_t, ecuații diferențiale liniare, sisteme de reglare, dezvoltarea în serie Taylor formală (regula de compoziție generală), restricții de reglare și condiții necesare de ordin superior.

Partea a 2-a: Reglarea interioară. Condiții de ordinul 2, include: aproximarea liniară și pătratică, transformarea variabilelor de reglare, identități privind parantezele Lie, condițiile Clebsch-Legendre, reglarea multivariabilă și condiții de ordinul 2.

Partea a 3-a: „Probleme cu punct final liber", tratează reformularea rezultatelor anterioare, condițiile Jacobson-Gabasov și generalizarea lor.

Unele remarci privind teoria și aplicațiile optimizării, tratate în lucrarea aceasta se impun. Metodele utilizate se pretează la rezolvarea problemelor de reglare descrise de ecuații diferențiale și nu se pretează la generalizări. Pe de altă parte tăria metodelor și rezultatelor obținute constă în exploatarea naturii specifice a problemelor.

Lucrarea este de un înalt nivel și se adresează în special cercetătorilor, cadrelor didactice, doctoranzilor și specialiștilor în automatică și control optimal, sau celor ce vor să se specializeze în acest domeniu.

Florin Stănciulescu

Indicații redacționale

Manuscrisele trimise spre publicare se organizează în două dosare separate : text și figuri. Tot materialul se trimite în două exemplare, original și copie carbon sau xerox.

Textul *lucrării se compune din părțile specificate în continuare : acestea, urmînd drumuri diferite în tipografie, se scriu fiecare pe pagini separate.*

- Titlul, numele autorilor, adresele autorilor, rezumat scurt (maximum 30 cuvinte), cuvinte-cheie (maximum 3) și cod de clasificare zecimală (CZ), *funcția și locul de muncă ale autorilor — totul pe o singură pagină dactilografiată la două rînduri.*

- Textul de bază — *maximum 15 pagini dactilografiate pe o singură față a hîrtiei (format A4), la două rînduri. Locul figurilor în text (pentru tipărire) se marchează pe marginea din stînga a hîrtiei, prin scrierea numărului de ordine al acestora. Referirile bibliografice se fac în paranteze drepte, în ordinea apariției în text. Macheta sistematizării textului de bază este următoarea :* Introducere : 1. Capitol ; 2. Capitol, ..., n. Concluzii ; Anexe ; Bibliografie.

- Bibliografia — *pe pagină separată, dactilografiată la două rînduri, cu numerotare în ordinea referirii în text și cu respectarea formatului de mai jos (exemple pentru articol de revistă, carte și teză de doctorat).*
  [2] *Bulucea, C., Vais, M. și Profeta, H. Circuite integrate liniare. București, Editura tehnică, 1976.*
  ]3[*Rusu, A. Teză de doctorat, Institutul politehnic-București, 1975.*

- Legendele la figuri — *pe pagină separată dactilografiată la două rînduri.*

Figurile lucrării, *în număr de maximum 10 bucăți, la maximum de pagini text, se desenează și se scriu în tuș, pe calc, cu respectarea STAS-urilor în vigoare. Redacția revistei nu mai face nici o prelucrare a desenelor originale, ele fiind reproduse fotografic, cu coeficienți de reducere între 0,4 și 0,8. Autorii sînt rugați să țină seama de această reducere la confecționarea desenului original, care nu trebuie să depășească însă formatul A4 ; în mod special se atrage atenția asupra scrisului pe figuri care, pentru cea mai bună prezentare a lucrării, se așteaptă să fie făcut cu șablonul de 3,5 mm (corespunzător coeficientului de reducere 0,4). Imprimatele de calculator și fotografiile (oscilograme, microfotografii etc.) trebuie să fie de mare claritate și contrast, ele urmînd a fi prelucrate fără retușare în tipografie.*

*

Autorii sînt rugați să acorde o atenție deosebită clarității întregii lucrări. Ei trebuie să aibă tot timpul în minte faptul că dificultățile subiectului tratat îi pun probleme, oricum, cititorului, astfel că este de datoria lor să nu-i solicite acestuia efort suplimentar pentru descifrarea unei lucrări greoaie sau confuze etc.

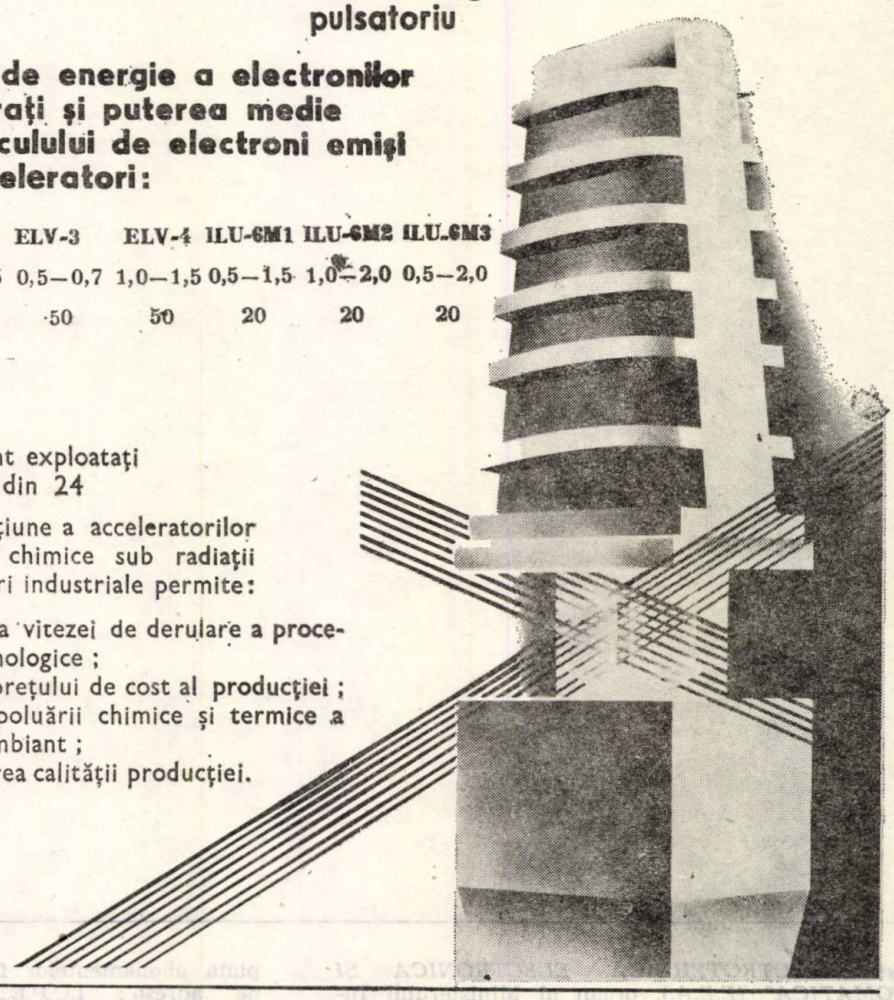
ACCELERATOR DE ELECTRONI

SERIA ELV
cu acţiune directă, şi funcţionare în regim continuu

SERIA ILU—6
cu o singură cavitate, rezonanţă de înaltă frecvenţă, cu funcţionare în regim pulsatoriu

Gama de energie a electronilor accelerați și puterea medie a fasciculului de electroni emiși de acceleratori:

	ELV-1	ELV-2	ELV-3	ELV-4	ILU-6M1	ILU-6M2	ILU-6M3
MeV	0,4—1,0	0,8—1,5	0,5—0,7	1,0—1,5	0,5—1,5	1,0—2,0	0,5—2,0
kW	20	20	50	50	20	20	20



Acceleratorii sînt exploataţi 24 de ore din 24

Punerea în funcţiune a acceleratorilor prin procedeele chimice sub radiaţii în diverse ramuri industriale permite:

- augmentarea vitezei de derulare a procedeelor tehnologice ;
- reducerea preţului de cost al producţiei ;
- reducerea poluării chimice şi termice a mediului ambiant ;
- îmbunătăţirea calităţii producţiei.

Exportator:

Techsnabexport
USSR MOSCOW

32/34 Bd. Smolenskaya-Sennaya
121200—Moscova URSS
Telefon 244—32—85
Telex : 411328 TSESU

PUBLICOM

Revista „*ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA*“ *(E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei de Maşini-Unelte, Electrotehnică şi Electronică, apare în cadrul Oficiului de informare documentară al Institutului de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică *(I.C.P.E.)*. Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 şi 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3017.7.02.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii ca şi pentru particulari este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „*INFORMAŢIA*“, Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25. c. 2732.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA şi AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

CONFERINŢA ANUALĂ DE SEMICONDUCTOARE

1983 APR 0 5

CAS

ICCE

TIMIŞU DE SUS '83

ORGANIZATĂ DE

CENTRUL DE CERCETARE ŞTIINŢIFICĂ ŞI INGINERIE TEHNOLOGICĂ PENTRU SEMICONDUCTOARE: Comisia Inginerilor şi tehnicienilor

Ediţia a 6-a a Conferinţei de Semiconductoare va avea loc la Timişu de Sus în perioada 6-8 octombrie 1983 avînd următorul profil:

- dispozitive semiconductoare (analiză şi modelare)
- tehnologii şi metode de caracterizare
- metode şi sisteme de testare (semiconductoare)
- aplicaţii (semiconductoare)

Acceptarea lucrărilor se va face în două trepte interdependente.
Termenele limită de primire a materialelor sînt:

- Rezumate extinse (250 cuvinte) — 30 aprilie 1983
- Rezumate extinse revizuite — 30 iunie 1983
- Lucrări[+)] — La Conferinţă

Rezumatele se vor trimite tovarăşului Bâzu Marius la adresa: CCSITS (ICCE), Str. Erou Iancu Nicolae Nr. 32B, Sector 2, Cod 72996, Bucureşti, tel. 334050/554 sau 333040.

[+)] pentru publicare în numărul special (1/1984) al revistei Electrotehnica, Electronica şi Automatica

E 2040/1

04

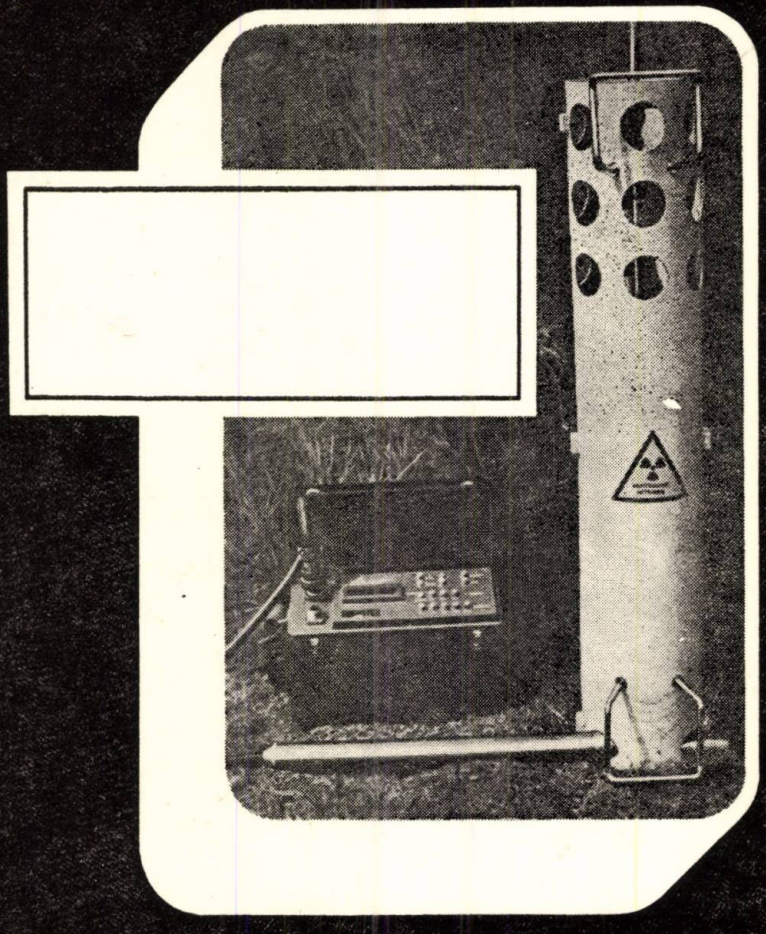
RENTRÁLVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 31 • Nr. 3 • Aprilie 1983

Dozator de umiditate volumică radio-izotopic VPGR-1

destinat măsurării umidităţii volumice în sol atît în straturile superficiale, cît şi la mare adîncime (pînă la 30 m).



Caracteristici tehnice principale

Plaja de măsură a umidităţii volumice, în %:	
măsurări în adîncime	1 la 100
masurări în straturile superficiale	1 la 50
Erori cvadratice medii, în % ..	±1,5
Timpul unei singure măsuri, min,	max 2
Tensiunea de alimentare, V	12—14
Plaja temperaturii de lucru, °C	—10 la +40
Masa dozatorului de umiditate (în funcţie de lungimea cablului), kg	14 sau 18

Domenii de utilizare: ameliorarea solului, construcţia de lucrări hidraulice, construcţii industriale, lucrări publice, geniu civil, control tehnic geologic.

Furnizor-constructor:
V/O IZOTOP
3a, 1 str. Frounzenskaya
119146 Moscova, URSS,
Telefon: 242-00-80
Telex: 111436 Argon

Exportator:

Techsnabexport
USSR MOSCOW

32/34 Bd. Smolenskaya Sennaya
121200 Moscova, URSS
Telefon: 244-32-85
Telex: 411328 TSE SU

PUBLICOM

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 31 Nr. 3 aprilie 1983

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.318.4

BOBINE SUPRACONDUCTOARE
ENERGIE ELECTROMAGNETICĂ

Puşcaşu, S., Mihai, Gh. : **Unele probleme de calcul al bobinelor supraconductoare pentru instalaţiile de stocare a energiei magnetice.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 3, apr 1983, p. 85

În articol se prezintă principalele probleme de calcul ale unei bobine supraconductoare pentru stocarea energiei electromagnetice. Se stabilesc formulele utile pentru proiecţia bobinei şi se insistă asupra fenomenelor specifice injectării şi extracţiei de energie.

CZ 621.3.042 :538.551.21

CIRCUITE ELECTRICE NERECIPROCE
SURSE COMANDATE DE TENSIUNE

Preda, M., Neamţu, M., Dumitriu, L. : **Analiza simplificată a circuitelor electrice prin metoda tensiunilor ramurilor.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 3, apr 1983, p. 94

Lucrarea expune o metodă matriceală simplificată de analiză a circuitelor electrice nereciproce cu surse comandate, care permite o reducere suplimentară corespunzînd resurselor comandate de tensiune, a numărului de necunoscute din sistemul de ecuaţii în tensiunile ramurilor. Metoda introduce simplificări importante pentru circuitele complexe prin folosirea unor matrice reduse.

CZ 621.3.066.6 :621.316.54

CONTACTE WOLFRAM—ARGINT
INTRERUPTOARE DE JOASĂ TENSIUNE

Drossu, M. A., Roman, P., Panţiru, N. C. : **Aspecte privind posibilitatea reducerii conţinutului de argint al contactelor wolfram-argint pentru întreruptoarele de joasă tensiune.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 3, apr 1983, p. 98

În lucrare sînt prezentate rezultatele unui program de cercetări vizînd posibilitatea reducerii conţinutului de argint al contactelor wolfram-argint pentru întreruptoarele automate de joasă tensiune, program desfăşurat în două etape de reducere şi extins pe cinci tipodimensiuni de contacte din fabricaţia curentă. Loturi de contacte cu conţinut diminuat de argint — cu 45 % Ag, respectiv cu 40 % Ag, realizate întîi în condiţii de laborator şi apoi în condiţii industriale, au fost supuse încercărilor fizico-mecanice, analizelor microstructurale şi încercărilor funcţionale.

CZ 621.317.2 :621.34 :621.317.726

INALTĂ TENSIUNE
MAŞINI ELECTRICE
IMPULSURI REPETATE

Rucinschi, D. C., Dumitrescu, M., Vascan, Th. : **Metode moderne pentru încercarea izolaţiei între spirele înfăşurărilor maşinilor electrice de înaltă tensiune.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 3, apr 1983, p. 102

Se expune o metodă de verificare prealabilă a izolaţiei între spirele bobinelor statorice la maşinile electrice de î.t., fapt ce îmbunătăţeşte mult fiabilitatea bobinajelor la aceste maşini.

CZ 621.316.052 :621.015.32

SISTEME ELECTRICE
REGIM TRANZITORIU

Zamfir, M., Sutru, P. : **Studiul regimului tranzitoriu al sistemelor electrice cu ajutorul calculatorului electronic.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 3, apr 1983, p. 109

Se prezintă un algoritm de studiu al regimului tranzitoriu al sistemelor electrice pe calculatorul electronic.

CZ 621.318.22

MATERIALE MAGNETICE AMORFE
ANIZOTROPIE MAGNETICĂ

Florescu, V. : **Noi materiale magnetice fără ordonare cristalografică.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 3, apr 1983, p. 117

Lucrarea prezintă o sinteză a problemelor actuale legate de modul de obţinere a materialelor amorfe, de caracterizarea lor din punct de vedere fizic, cu referiri la rezultatele obţinute de un colectiv din IFTM privind realizarea unor sticle magnetice metalice.

CZ 621.318.7

FILTRU PSEUDO N CĂI
TRANSMITANŢA X/E
GRAF DE FLUENŢĂ

Constantin, I. : **Efectul pierderilor în filtre pseudo N căi.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 3, apr 1983, p. 123

În acest articol se prezintă un procedeu de stabilire cu ajutorul transformatei Z a recurenţei între stările care se deplasează într-un registru analogic, asociat fiecărui condensator din reţeaua de bază a unui filtru pseudo N căi. Această metodă permite calculul şi evaluarea efectelor de transfer incomplet şi memorare (dependenţă a stării transferate de istoria stărilor anterioare ale condensatoarelor din registru) asupra factorului de transfer al unui filtru pseudo N căi.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.318.4

СВЕРХПРОВОДЯЩИЕ КАТУШКИ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ ЭНЕРГИЯ

Пушкашу, С., Михай, Г.: **Некоторые вопросы расчёта сверхпроводящих катушек для устройств накопления электромагнитной энергии.**

Е.Е.А. — Electrotehnica 31, № 3, апрель 1983, стр. 85

В статье представлены основные вопросы расчёта сверхпроводящей катушки, используемой для накопления электромагнитной энергии. Устанавливаюстая формулы, необходимые для проектирования катушки, и обращается внимание на феномены, специфические нагнетению и экстракции энергии.

УДК 621.3.042:538.551.21

НЕОБРАЩЁННЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ
УПРАВЛЯЕМЫЕ ИСТОЧНИКИ НАПРЯЖЕНИЯ

Преда, М., Нямцу, М., Думитриу, Л.: **Упрощённый анализ электрических цепей методом напряжений ветвей.**

Е.Е.А. — Electrotehnica 31, №. 3, апрель 1983, стр. 94

В работе представлен упрощённый матричный метод анализа необращённых электрических цепей с управляемыми источниками, который позволяет дополнительное, сокращение соответствующее управляемым источникам напряжения, сокращение числа неизвестных из системы уравнений в напряжениях ветвей. Метод вносит значительное упрощение для комплексных цепей за счёт использования сокращённых матриц.

УДК 621.3.066.6:621.316.54

КОНТАКТЫ ВОЛЬФРАМ-СЕРЕБРО;
ВЫКЛЮЧАТЕЛИ НИЗКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Дроссу, М. А., Роман, П., Панциру, Н. К.: **О возможности сокращения содержания серебра в контактах вольфрам-серебро для выключателей низкого напряжения.**

Е.Е.А. — Electrotehnica 31, №. 3, апрель 1983, стр. 98

В работе представлены результаты программы исследования возможностей сокращения содержания серебра в контактах вольфрам-серебро для автоматических выключателей низкого напряжения, программы из двух этапов сокращения и распространяющейся на пять типоразмеров контактов текущего производства. Партии контактов с уменьшенным содержанием серебра — с 45% Ag, соответственно с 40% Ag—, первоначально созданные в условиях лаборатории, а затем в промышленных условиях, были подвергнуты физико-механическим испытаниям, микроструктурному анализу и функциональным испытаниям.

УДК 621.317.2:621.34:621.317:726

ВЫСОКОЕ НАПРЯЖЕНИЕ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ
ПОВТОРНЫЕ ИМПУЛЬСЫ

Ручински, Д. К., Думитреску, М., Васкан, Т.: **Современные методы испытания изоляции электрических машин высокого напряжения.**

Е.Е.А. — Electrotehnica 31, №. 3, апрель 1983, стр. 102

Представлен метод предварительной проверки изоляции между витками статорных катушек электрических машин высокого напряжения, ведущий к значительному повышению надёжности обмоток данных машин.

УДК 621.316.052:621.3.015.32

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ
ПЕРЕХОДНЫЙ РЕЖИМ

Замфир, М., Сутру, П.: **Исследование переходного режима электрических систем с помощью ЭВМ.**

Е.Е.А. — Electrotehnica 31, №. 3, апрель 1983, стр. 109

Представлен логарифм исследования переходного режима электрических систем с помощью ЭВМ.

УДК 621.318.22

АМОРФНЫЕ МАГНИТНЫЕ МАТЕРИАЛЫ
МАГНИТНАЯ АНИЗОТРОПИЯ

Флореску, В.: **Новые магнитные материалы без кристаллографического порядка.**

Е.Е.А. — Electrotehnica 31, №. 3, апрель 1783, стр. 117

В работе представлен синтез актуальных вопросов, касающихся способа получения аморфных материалов, их характеристики с физической точки зрения, с ссылками на результаты, полученные одним из коллективов ИФТМ, что касается осуществления металлического магнитного стекла.

КУД 621.318.7

ПСЕВДОФИЛЬТР В N-КАНАЛОВ
ПРОВОДИМОСТЬ Х/Е
ЛИНЕЙНЫЙ ГРАФ

Константин, И.: **Явление потерь в псевдофильтрах в N-каналов.**

Е.Е.А. — Electrotehnica 31, №. 3, апрель 1982, стр. 123

В этой статье представлен способ установления с помощью трансформанты Z рекуррентности между состояниями, которые перемещаются в аналогическом регистре, общем каждому конденсатору основной сети псевдофильтра в N-каналов. Этот метод позволяет расчёт и оценку неполного перехода и запоминание (зависимость перешедшего состояния от истории предшествующих состояний конденсаторов из регистра) на коэффициент передачи псевдофильтра в N-каналов.

INHALT

DK 621.318.4

SUPRALEITENDE SPULEN
ELEKTROMAGNETISCHE ENERGIE

Puşcaşu, S., Mihai, Gh.: **Manche Rechenprobleme supraleitender Spulen für die Aufspeicherungsanlagen magnetischer Energie.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 3, April 1983, S. 85

Es werden die wichtigsten Rechenprobleme einer supraleitenden Spule für die Aufspeicherung der elektromagnetischen Energie, Nervorgehoben. Folglich werden die zur Protektions der Spule erforderlichen Formeln bestimmt und man besteht auf die spezifischen Phänomene der Energiebeladung und Energieentwicklung.

DK 621.3.042:538.551.21

NICHTREZIPROKE STROMKREISE
VON DER SPANNUNG BESTELLTEN QUELLEN

Preda, M., Neamţu, M., Dumitriu, L.: **Vereinfachte Analyse der Stromkreise durch das Verfahren der Zweigenspannungen.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 3, April 1983, S. 94

In dieser Arbeit wird ein vereinfachtes Matrixverfahren für die Analyse der nichtreziproken Stromkreise mit bestellten Quellen, die eine zusätzliche Ermässigung entsprechend den mit Spannung bestellten Quellen, der Unbekanntenanzahl aus den Gleichungssystem in den Zweigenspannungen, gestattet, dargestellt. Durch dieses Verfahren werden wichtige Vereinfachungen für die Komplexen Kreise geleistet in dem man ermässigte Matrixen Verwendet.

DK 621.3.066.6 :621.316.54

WOLFRAM-SILBERKONTAKTE
NIEDERSPANNUNGSSCHALTER

Drossu, M.A., Roman, P. Panţiru, N.C., : **Möglichkeiten für die Ermässigung des Silbergehaltes aus den Wolfram-Silberkontakten für die Niederspannungsschalter.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 3, April 1983, S. 98

Hiermit werden die Ergebnisse eines Forschungsprogramms zwecks Entoleckung der Möglichkeiten zur Verminderung des Silbergehaltes aus den Wolfram-Silberkontakten für automate Niederspannungschalter dargestellt, Programm entfaltet in zwei Ermässigungsetappen und erweitert auf fünf Kontaktentypodimensionen der laufenden Fabrikation.

Die Kontaktenlofe mit vermindertem Silbergehalt-um 45% Ag, respecktive 40% Ag, anfangs in Laborbedingungen Mergestellt und machher in industriellen Bedingungen, wurden physiko-mechanischen Problem, mikrostruckturellen Analysen und funktionalen Proben, unterworfen.

DK 621.317.2 :621.34 :621.317 :726

HOCHSPANNUNG
ELEKTRISCHE MASCHINEN
WIEDERHOLTE IMPULSE

Rucinscki, D.C., Dumitrescu, M., Vascan, Th. : **Moderne Verfahren zum Versuchen der Isolierung zurschen den Windungen der Wieklungen von elektrischen Maschinen mit Hochspannung.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 3, April 1983, S. 102

In diesem Artikel wird ein Verfahren über ein vorhergehendes Überprüfen der Isolierung zwischen den Windungen der Schenkelsulen bei elektrischen Maschinen mit Hochspannung, wodurch die Fiabilität der Wichlungen dieser Maschinen aufgebessert wird, bekanntgemacht.

DK 621.316.052 :621.3.015.32

ELEKTRISCHE SYSTEME
ÜBERGANGSBETRIEB

Zamfir, M., Sutru, P. : **Studium des Übergangsbetriebs elektrischer Systeme anhand elektronischer Digitalrechenmaschine.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 3, April 1983, S. 109

Es wird damit ein Algorithmus zum Studium des Übergangsbetrieb elektrischer Systeme auf der elektronischen Digitalrechenmaschine, dargestellt.

DK 621.318.22

GESTALTLOSE MAGNETISCHE MATERIALLIEN
MAGNETISCHE ANISOTROPIE

Florescu, V. : **Neue magnetische Materiallien ohne kristallographische Anordnung.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 3, April 1983, S. 117

Dies Werk ist eine Synthese der gegennlärtigen. Probleme über die Erlangungsart gestaltloser Materiallien, über deren Charakterisierung aus physischem Standpunkt mit Bezug auf die von einem Kollektiv aus IFTM über die Leistung metallischem, magnetischem Glas, erzielten Ergebnisse.

DK 621.318.7

PSEUDO FILTER N — WEGE
REINTRANSMISSIONSGRAD X/E
FLUENZGRAP

Constantin, I. : **Verlusteffekt in pseudo Filter N. Wege.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, nr. 3, April 1983, S. 123

In diesem Artikel wird ein Beständigkeitsvorgang mit Hilfe der Transformierten Z der Rekursion zwischen den Ständen die in einem Analogregister auf und ab wandern, indem dieser jeden Kondensator aus dem Netzwerk eines Pseudofilters N Wege beigeordnet ist, dargestellt. Diese Methode ermöglicht die Effektberechnung und — bewertung des Speicherüngsüberganges (Abhängigkeit des Übergangszustandes von der Geschichte der vorheirigene Zustände der Registerkondensatoren) auf den Übergangfaktors eines Pseudofiltres N — Wege.

SUMMARY

CZ 621.318.4

SUPERCONDUCTIVE COILS
ELECTROMAGNETIC ENERGY

Puşcaşu, S., Mihai, Gh. : **Some problems regarding the calculation of superconductive coils for magnetic energy storage equipments.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, no. 3, april 1983, p. 85

The article presents the main problems in calculating a superconductive coil for electromagnetic energy storage. The useful formulas for coil projection are determined, and emphasis is set on the specific phenomena of energy injection and extraction.

CZ 621.3.042 :538.551.21

NON-RECIPROCAL ELECTRIC CIRCUITS
CONTROLLED VOLTAGE SOURCES

Preda, M., Neamţu, M., Dumitriu, L. : **Simplified analysis of electric circuits by branch voltage method.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, no. 3, april 1983, p. 94

The paper presents a simplified matrix method for electric non-reciprocal circuits with controlled sources, which leads to an additional reduction, of the number of unknown in the equation systems of voltage branches, reduction that corresponds to the controlled voltage resources.

CZ 621.3.066.6 :621.316.54

WOLFRAM-SILVER CONTACTS
LOW VOLTAGE BREAKERS

Drossu, M.A., Roman, P. Panţiru, N.C., : **Aspects regarding the possibility of reducing silver contents of wolfram-silver contacts with low voltage breackers.**

E.E.A. — Electrotehnica 31, no. 3, april 1983, p. 98

The paper presents the results of a research program studying the possibility of diminisching silver contents with wolfram-silver contacts in automated low-woltage breakers program which was achieved in two reduction stages and covered five contact typodimensions in current mass production. Sets of silver-reduced contents contact — 45%Ag and 40%Ag respectively — made in laboratory first and then in industrial conditions, were subjected to physical and mechanic tests, to microstructural analysis and operational tests.

CZ 621.317.2 :621.34 :621.317. :726

HIGH VOLTAGE
REITERATED PULSES

Rucinski, D.C., Dumitrescu, M., Vascan Th. : **Modern methods of testing the insulation among high voltage electric equipment windings.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** no. 3, april 1983, p. 102

The paper presents a method of pre-check for the insulation among the windings of statoric coils within h.v. — electric equipments, which highly improves the coil reliability.

CZ 621.316.052 :621.3.015.32

ELECTRIC SYSTEMS
TRANSITORY STATE

Zamfir, M., Sutru, P. : **Computer-aided study on the transitory state of electric systems.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** no. 3, april 1983, p. 109

An algorithm for the computer-aided study of the transitory state of electric systems is presented.

CZ 621.318.22

STRUCTURELESS MAGNETIC MATERIALS
MAGNETIC ANISOTROPY

Florescu, V. : **New magnetic materials with no crystallographic order.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** no. 3, april 1983, p. 117

The paper presents a synthesis of presents problems regarding the method of obtaining non-crystalline materials and their characterization from the physical point of view, with references to the results obtained by a IFTM team in achieving some magnetic metallic glasses.

CZ 621.318.7

PSEUDO FILTERS N PATHS
X/E TRANSMITTANCE
FLUENCY GRAPH

Constantin, I. : **Effect of loss in pseudo filters N paths.**

E.E.A. — **Electrotehnica** 31, no. 3, april 1983, p. 123

The paper presents an establishing procedure by means of a Z transformant of the recurrrence among the states displayed in an analogical register associated to a capacitor in the basic network of a pseudo filter N paths. The method is used for the calculation and estimation of the incomplet transfer state and memoration (dependance of the transferred state on the history of the previous states of register capacitors) on the transfer factor in a pseudo filter N paths.

SOMMAIRE

CD 621.318.4

BOBINES SURCONDUCTRICES
ENERGIE ELECTROMAGNETIQUE

Puşcaşu, S., Mihai, Gh. : **Quelques problèmes de calcul des bobines sureonductrices pour les installations de stockage de l'énergie magnétique.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 3, avril 1983, p. 85

Dans cet article on présente les principaux problèmes de calcul d'une bobine surconductrice pour le stockage de l'énergie électromagnétique. On y établit les formules utiles pour la conception de la bobine et l'on y insiste sur les phénomènes spécifiques à l'injection et à l'extraction d'énergie.

CD 621.3.042 :538.551.21

CIRCUITS ELECTRIQUES NON-RECIPROQUES
SOURCES COMMANDEES DE TENSION

Preda, M., Neamţu, M., Dumitriu, L. : **Analyse simplifiée des circuits électriques par la méthode des tensions des branches.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 3, avril 1983, p. 94

Cet ouvrage présente une méthode matricielle simplifiée d'analyse des circuits électriques non-réciproques à sources commandées qui permet une réduction supplémentaire correspondant aux ressources commandées de tension, du nombre d'inconnues du système d'équations pour les tensions des branches. La méthode introduit des simplifications importantes pour les circuits complexes par l'application de matrices réduites.

CD 621.3.066.6 :621.316.54

CONTACTS WOLFRAM-ARGENT
INTERRUPTEURS DE BASSE TENSION

Drossu, M.A., Panţiru, N.C., Roman, P.: **Aspects se référent à la possibilité de réduction de la teneur en argent des contacts wolfram-argent pour les interrupteurs de basse tension.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 3, avril 1983, p. 98

Dans cet ouvrage on présente les résultats d'un programme de recherches visant la possibilité de réduire la teneur en argent des contacts wolfram-argent pour les interrupteurs automatiques de basse tension, programme réalisable en deux étapes de réduction et élargi par cinq typodimensions de contacts de fabrication courante. Des lots de contacts à teneur diminuée en argent — à 45% Ag, respectivement à 40% Ag — réalisés premièrement en conditions de laboratoire et ensuite en conditions industrielles, ont été soumis à des essais physiques et mécaniques, aux analyses microstructurelles et aux épreuves fonctionnelles.

CD 621.317.2 :621.34 :621.317 :726

HAUTE TENSION
MACHINES ÉLECTRIQUES
IMPULSIONS RÉPÉTÉES

Rucinscki, D.C., Dumitrescu, M., Vascan, Th. : **Méthodes modernes pour essayer l'isolations entre les spires des enroulements des machines électriques de haute tension.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 3, avril 1983, p. 102

On y expose une méthode pour vérifier préalablement l'isolation entre les spires des bobines statoriques des machines électriques de haute tension, ce qui améliore beaucoup la fiabilité des bobinages de ces machines.

CD 621.316.052 :621.3.015.32

SYSTÈMES ÉLECTRIQUES
RÉGIME TRANSITOIRE

Zamfir, M., Sutru, P. : **Etude du régime transitoire des systèmes électriques à l'aide de l'ordinateur électronique.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 3, avril 1983, p. 109

On y présente un algorithme d'étude du régime transitoire des systèmes électriques moyennant l'ordinateur électroniquè.

CD 621.318.22

MATÉRIAUX MAGNÉTIQUES AMORPHES
ANISOTROPIE MAGNÉTIQUE

Florescu, V. : **Matériaux magnétiques nouveaux sans mise en ordre cristallographique.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 3, avril 1983, p. 117

Cet ouvrage présente une synthèse des problèmes actuels concernant la modalité d'obtenir des matériaux amorphes, de les caractériser du point de vue physique. On y mentionne l'exemple pratique des résultats obtenus par un collectif de IFTM dans la réalisation de verres magnétiques métalliques.

CD 621.318.7

FILTRE PSEUDO N VOIES
TRANSMITTANCE X/E
GRAPHE DE FLUENCE

Constantin, I. : **Effect des pertes dans les filtres pseudo *N* voies.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 3, avril 1983, p. 123

Dans cet article on présente un procéde d'obtention moyennant la transformée *Z* de la récurrence entre les états à déplacement dans le cadre d'un registre analogique, associé à chaque condensateur du réseau de base d'un filtre pseudo *N* voies. Cette méthode permet le calcul et l'estimation des effects de transfert incomplet et de mémorisation (dépendent de l'état transféré de l'histoire des états précédents des condensateurs du registre) sur le facteur de transfert d'un filtre pseudo *N* voies.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAŞINI UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ŞI ELECTRONICĂ

Electrotehnica nr. 3

CZ 621.318.4

BOBINE SUPRACONDUCTOARE
ENERGIE ELECTROMAGNETICĂ

Unele probleme de calcul al bobinelor supraconductoare pentru instalaţiile de stocare a energiei electromagnetice

SILVIU PUŞCAŞU, GHEORGHE MIHAI * — CRAIOVA

Introducere

Se ştie că energia electromagnetică produsă în diferite categorii de centrale electrice se consumă, în mod diferenţiat atît în cursul unei zile de lucru cît şi al unei perioade de timp mai lungi : săptămînă, lună, anotimp etc. De asemenea, se cunoaşte faptul că în intervalele de timp menţionate mai sus energia electrică produsă de centralele electrice şi solicitată de diverşi consumatori prezintă valori maxime (vîrfuri de sarcină) sau valori minime (goluri de sarcină). În multe cazuri centralele hidroelectrice destinate, în principal, să preia vîrfurile de sarcină dintr-un sistem electroenergetic nu pot satisface această cerinţă din lipsa unor debite de apă corespunzătoare (mai ales în perioada de secetă). Rezultă că modul de distribuire diferită a consumului în intervalele de timp precizate anterior, pe de o parte şi imposibilitatea de asigurare în orice condiţii a vîrfurilor de sarcină, pe de altă parte, duce, în anumite perioade, la existenţa unui exces de capacitate de producere a energiei electrice nevalorificate (goluri de sarcină), iar în alte perioade la deficit în capacitatea de producere a energiei electrice cerute de consumator. Din cele arătate rezultă că este util să se realizeze o stocare (înmagazinare) a unei cantităţi de energie electromagnetică în perioade de disponibilităţi energetice maxime care apoi să fie furnizate consumatorilor în perioadele de vîrf de sarcină. Trebuie adăugat faptul că, în perspectiva utilizării mereu mai intense şi pe scară mai largă a energiei electrice obţinută prin conversie din energie solară stocarea devine cu atît mai rentabilă cu cît o parte din cea obţinută în perioada de maximă insolaţie poate fi stocată pentru ca în perioadele de nebulozitate şi radiaţie incidentă minimă energia electrică să poată fi extrasă din sistemele de stocare respective în vederea utilizării ei de către consumatori.

Pînă în prezent energia electromagnetică s-a putut stoca numai pe cale electrochimică în baterii de acumulatoare sau pe cale electrică în condensatoare electrice. În ambele cazuri cantitatea de energie electromagnetică stocată nu poate ajunge la nivele industriale deoarece ar rezulta gabarite neeconomice şi ineficiente pentru instalaţiile respective. Un exemplu este concludent. Abordînd soluţia stocării pe cale electrică în baterii de condensatoare, energia înmagazinată are expresia :

$$W_e = \int_v \frac{\varepsilon E^2}{2} \mathrm{d}v.$$

Considerînd soluţia extremă şi anume aceea în care s-ar realiza o intensitate de cîmp E apropiată de rigiditatea electrică a dielectricului E_{str} rezultă :

$$W_e = \int_v \frac{\varepsilon E_{str}^2}{2} \mathrm{d}v \cdot$$

Adoptînd un dielectric de foarte bună calitate, de exemplu, folie amidică avînd $\varepsilon_r = 3{,}8$ şi $E_{str} = 200 \frac{\mathrm{KV}}{\mathrm{mm}}$ şi considerînd în condensatorul respectiv cîmpul repartizat uniform, ceea ce este foarte apropiat de realitate, rezultă :

$$W_e = 0{,}07 \cdot 10^7 v_{(\mathrm{cond})} \cdot$$

* Prof. dr. ing. *Puşcaşu, S.*, ing. *Mihai, G.* — Facultatea de electrotehnică a Universităţii din Craiova.

Energia înmagazinată în cîmpul magnetic al unei bobine fără miez feromagnetic are expresia :

$$W_m = \int_v \frac{B^2}{2\mu_0}.$$

Desigur construcţiile actuale, clasice, nu permit obţinerea unor inducţii mari (se ştie că în cazul bobinelor cu miez feromagnetic saturaţia limitează inducţia la valori care nu depăşesc, în general 1,5...2T). Dacă se utilizează, însă, bobine fără miez magnetic, cu înfăşurări supraconductoare, care pot fi parcurse de curenţi foarte intenşi, se pot realiza inducţii cu valori mult mai mari.

Prin urmare, dacă se adoptă o inducţie $B = 10$T, posibil a fi realizată cu astfel de bobine, înlocuind-o în expresia mai de sus se obţine :

$$W_m = 4 \cdot 10^7 v_{(bob)}.$$

Punînd condiţia ca energia electromagnetică stocată în condensator, respectiv în bobină, să fie aceeaşi se obţine :

$$4 \cdot V_{(bob)} = 0{,}07\, V_{(cond)}.$$

Rezultă un gabarit favorabil aproximativ de 57 ori mai redus, ca volum, în cazul utilizării bobinei supraconductoare.

Principial, o instalaţie de stocare a energiei electromagnetice folosind bobine supraconductoare se prezintă ca cea din figura 1. Energia electromagnetică de curent alternativ este transformată, prin intermediul unor redresoare de mare putere, în energie de curent continuu şi apoi injectată în bobina supraconductoare de stocare în care este menţinută, pe o durată oarecare impusă (timp de stocare sau de aşteptare). În funcţie de necesităţi energia poate fi extrasă şi reconvertită, prin intermediul unor onduloare, în energie de curent alternativ. În principiu este posibil ca redresorul de mare putere să poată funcţiona în dublu flux (adică în regim de redresor — ondulor). În această lucrare se vor face referiri numai la procesele de injecţie-extracţie ale energiei de curent continuu şi la unele probleme de calcul al bobinei de stocare.

1. Injecţia energiei electromagnetice în bobina de stocare

Pentru realizarea acestui proces se are în vedere schema din figura 2. În această schemă E reprezintă o sursă de t.e.m. continuă cu rezistenţa interioară r_i, L este inductivitatea iar r rezistenţa ohmică reziduală a bobinei supraconductoare. Intrerupătorul K_2, de fapt un criotron de putere, are rolul, în perioada de stocare, de a scurtcircuita bobina. Neputînd fi un contact ideal i s-a asociat rezistenţa ohmică R. K_1 este un întrerupător de mare putere de construcţie convenţională sau neconvenţională (criotron sau ansamblu hibrid criotron — întrerupător obişnuit). Procesele, la injecţie, decurg în modul următor : *în prima etapă* K_2

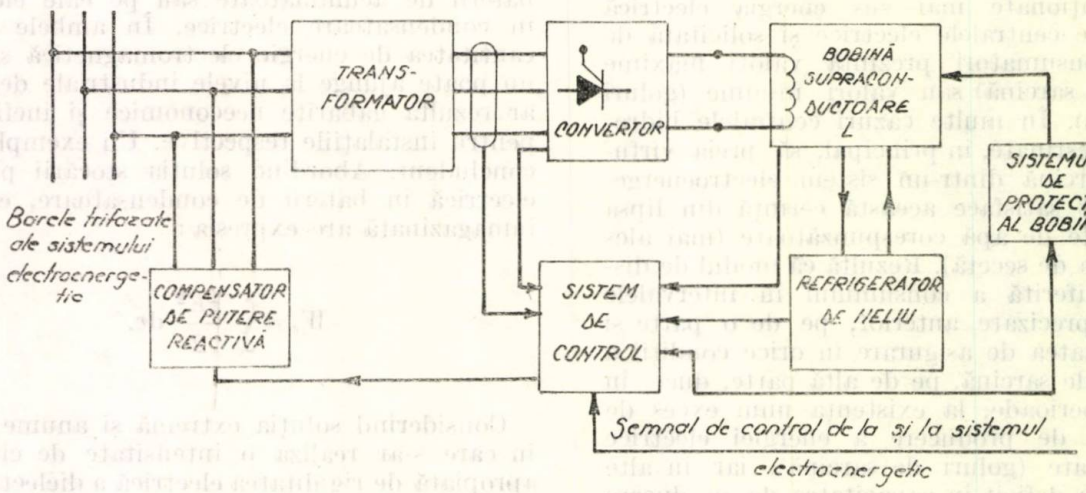


Fig. 1. Schema de principiu a unei instalaţii de stocare cu bobine supraconductoare.

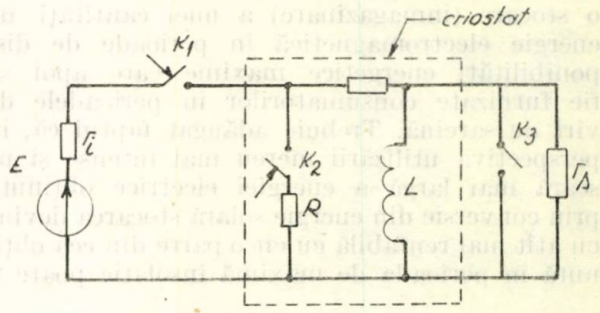


Fig. 2. Explicativă la sistemul de injecţie-extracţie a energiei stocate în bobina supraconductoare.

rămîne deschis, iar K_1 se închide, ecuaţia corespunzătoare acestei operaţii este :

$$(r_i + r)i_1(t) + L\frac{di_1(t)}{dt} = E, \qquad (1)$$

iar soluţia sa va fi :

$$i_1(t) = \frac{E}{r + r_i}(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}) = \frac{E}{\frac{r_i + r}{1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}}} = \frac{E}{R_e(t)}, \qquad (2)$$

în care :

$$\tau_1 = \frac{L}{r + r_i},$$

iar :

$$R_e(t) = \frac{r_i + r}{1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}},$$

este rezistenţa electrică echivalentă parametrică, funcţie de timp. În a *doua etapă*, K_1 fiind în continuare închis se închide, la timpul t_1, întrerupătorul K_2. Aplicînd, în mod corespunzător teoremele lui Kirchhoff se obţin relaţiile :

$$i_3(t) = i_1(t) + i_2(t), \qquad (3)$$

$$i_3(t) = \frac{E}{r_i + \frac{R\,R_e(t)}{R + Re(t)}}; \quad \frac{i_1(t)}{i_2(t)} = \frac{R}{R_e(t)}.$$

Rezolvînd acest sistem de ecuaţii se obţine :

$$i_1(t) = \frac{E}{r_1 + \frac{R\,R_e(t)}{R + Re(t)}} \cdot \frac{1}{1 - \frac{Re(t)}{R}}.$$

Pentru separarea sursei E de bobina de stocare, într-o a *treia etapă* întrerupătorul K_2 rămîne închis iar K_3 se deschide la timpul t_3. Ecuaţiile care descriu această operaţie sînt :

$$\left.\begin{aligned}(r + R)i_{1d}(t) + L\frac{di_{1d}(t)}{dt} = 0\\ i_1(t) = K|_{t=t_3}\end{aligned}\right|_{t=t_3}; \qquad (4)$$

În expresia de mai sus $i_{1d}(t)$ este curentul de descărcare (de durată) care se stabileşte în bobină cînd aceasta este separată de circuitul de sursă.

Soluţia sistemului (4) este :

$$i_{1d}(t) = Ke^{-\frac{t}{\tau_2}}\Big|_{t \geq t_3},$$

în care :

$$\tau_2 = \frac{L}{r + R},$$

este constanta de timp a circuitului supraconductor atît R, cît şi r fiind, aşa cum s-a mai precizat, rezistenţele reziduale ale unor supraconductoare în stare de supraconducţie subcritică. Menţionăm că valoarea extrem de scăzută a acestor rezistenţe are un rol deosebit în obţinerea unor timpi de aşteptare foarte mari, aşa după cum se va vedea mai jos.

Ecuaţia generală a curentului din bobina supraconductoare corespunzătoare celor trei etape ale procesului de injecţie este :

$$i_1(t) = \begin{cases} \dfrac{E}{R_e(t)}, \text{ pentru } t \in [0, t_1] \\ \dfrac{E}{r_i + \dfrac{R\,R_e(t)}{R + R_e(t)}} \cdot \dfrac{1}{1 - \dfrac{R_e(t_1)}{R}}, \\ \text{pentru } t \in [t_1, t_2] \\ \dfrac{E}{r_i + \dfrac{R\,R_e(t)}{R + R_e(t)}} \cdot \dfrac{1}{1 - \dfrac{R_e(t_1)}{R}} e^{-\frac{t}{\tau_2}}, \\ \text{pentru } t \in [t_2, \infty] \\ \text{cu } R_e(t) = \dfrac{r_i + R}{1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}}. \end{cases}$$

O problemă esenţială, în legătură cu stocarea energiei electromagnetice o constituie determinarea parametrilor L şi r, astfel încît după un anumit timp de funcţionare t_p să se consume o anumită parte ΔW din energia înmagazinată iniţial şi, deci, circuitul respectiv să mai rămînă o anumită cantitate de energie impusă W_2, care ulterior să fie folosită un anumit timp într-un circuit de utilizare.

Energia electromagnetică înmagazinată la începutul etapei a 3-a este dată expresia :

$$W = \frac{LK^2}{2}$$

şi se disipează pe rezistenţele extrem de mici R şi r. Scriind bilanţul energetic în cazul celor două conducţii rezultă :

$$\int_0^{t_p} (R + r)i_{1d}^2\,dt = \Delta W,$$

în care :

$$i_{1d}(t) = Ke^{-\frac{t}{\tau_2}}.$$

Rezultă :

$$\int_0^{t_p} (R + r) K^2 e^{-2\frac{t}{\tau_2}} dt = \Delta W.$$

După efectuarea calculelor se obține :

$$LK^2\left(1 - e^{-\frac{2t_p}{\tau_2}}\right) = 2\Delta W,$$
$$\int_{t_p}^{\infty} (R + r) i_{1d}^2(t) dt = W_2. \quad (5)$$

Introducînd expresia de mai sus a curentului i_{1d} în această integrală se obține :

$$LK^2 e^{-\frac{2t_p}{\tau_2}} = 2W_2. \quad (6)$$

Pentru determinarea parametrilor circuitului supraconductor se rezolvă sistemul format din ecuațiile (5) și (6). Se obține :

$$\frac{LK^2\left(1 - e^{-\frac{2t_p}{\tau_2}}\right)}{LK^2 e^{-\frac{2t_p}{\tau_2}}} = \frac{2\Delta W}{2W_2} = n$$

și deci :

$$e^{-\frac{2t_p}{\tau_2}} = \frac{1}{1+n}. \quad (7)$$

Prin logaritmare rezultă :

$$\tau_2 = \frac{2t_p}{\ln(1+n)}. \quad (8)$$

Înlocuind (7) în (5) se obține :

$$L = \frac{2(1+n)}{n} = \frac{\Delta W}{K^2}. \quad (9)$$

Valoarea maximă a rezistenței reziduale a circuitului supraconductor rezultă din (8) și (9) :

$$(r + R)_{max} = \frac{L}{\tau_2} = \frac{2(1+n)}{n} \cdot \frac{\Delta W}{K^2} \cdot \frac{\ln(1+n)}{2t_p}. \quad (10)$$

2. Extragerea energiei înmagazinate are în vedere schema de principiu din figura 2 în care r_s este rezistența de sarcină, iar K_3 un întrerupător cu contacte ideale.

La deschiderea lui K_3 în circuitul supraconductor de stocare se intercalează rezistorul de sarcină pe care se debitează energia în bobina de stocare pînă în momentul deschiderii lui K_3. Datorită unei anumite amortizări a curentului în circuitul supraconductor în schema echivalentă se poate considera că tensiunea electromotoare $e(t)$ este o funcție descrescătoare de timp conform relației :

$$e(t) = (r+R)_{max} i(t) = (r+R)_{max} K e^{-\frac{t}{\tau_2}} \quad (11)$$

Deschiderea lui K_3 făcîndu-se la momentul t_e ecuațiile care descriu fenomenul sînt :

$$(r + r_s) i + L \frac{di}{dt} = 0,$$

$$i(t)\Big|_{t=t_e} = \frac{e(t_e)}{r+R}.$$

Soluția sistemului este :

$$i(t) = \frac{e(t_e)}{r + r_s}\left[1 + \left(\frac{r + r_s}{r + R} - 1\right) e^{-\frac{t}{\tau_3}}\right]_{t \geq t_e}, \quad (12)$$

unde :

$$\tau_3 = \frac{L}{r + r_s}.$$

Ținînd seama de relația (11), expresia (12) devine :

$$i(t) + \frac{(r + R)K}{r + r_s} e^{-\frac{t_e}{\tau_2}}\left[\left(\frac{r + r_s}{r + R} - 1\right) e^{-\frac{t}{\tau_3}}\right]_{t \geq t_e}. \quad (13)$$

După cum este de așteptat în circuitul de extracție va apare o supratensiune exprimată de relația :

$$e_{se} = -L \frac{di}{dt} = L \frac{r + R}{\tau_3 (r + r_3)}\left(\frac{r + r_s}{r + R} - 1\right) e^{-\frac{t_e}{t_2}} \cdot e^{-\frac{1}{\tau_3}}. \quad (14)$$

Din această expresie se observă că valoarea maximă a supratensiunii apare în momentul conectării sarcinii și are expresia :

$$e_{se\,max} = K(r_s - R).$$

Deoarece :

$$K = \frac{E}{r_i},$$

iar :

$$R \ll r_s,$$

rezultă :

$$e_{se} \approx E \frac{r_s}{r_i}. \quad (15)$$

Se vede imediat că dacă $r_s = r_i$ supratensiunea la bornele consumatorului în momentul conectării circuitului supraconductor nu depășește valoarea tensiunii de alimentare inițială, E.

3. Probleme ale calculului bobinei supraconductoare de stocare

Expresia (9) a inductivității L a fost determinată din considerente exclusiv energetice. La bobinele supraconductoare trebuie ținut seama cel puțin de două condiții suplimentare esențiale :

a. Cîmpul magnetic în care se situează înfășurarea supraconductoare să fie mai mic decît cîmpul magnetic critic specific materialului respectiv.

b. Secțiunea supraconductorului trebuie astfel aleasă încît, pe deoparte să asigure o densitate de curent corespunzătoare ($J < J_c$), iar pe de altă parte să reziste la solicitările forțelor axiale, respectiv radiale, foarte mari care apar datorită curenților intenși ce străbat înfășurarea respectivă.

c. Datorită efectului Meissner-Ochsenfeld cîmpul magnetic este expulzat din interiorul conductorului.

3.1. Studiul cîmpului magnetic în cazul unei bobine supraconductoare

Se consideră o bobină cilindrică cu o înfășurare supraconductoare uniform distribuită pe întreaga sa lungime. Fie $2b$ grosimea înfășurării și $2a$ lungimea ei. Datorită efectului Meissner-Ochsenfeld cîmpul magnetic creat de fiecare spiră în parte nu traversează înfășurarea respectivă, ci o ocolește în întregime după curbe de energie minimă (elipse). Se are în vedere, pentru considerațiunile ce urmează, figura 3. Ecuațiile elipselor se vor determina din condiția ca, la limită, cînd λ tinde la zero curbele respective să se „lipească", de înfășurare, iar cînd λ tinde la infinit elipsele să se transforme în cercuri de rază infinită. Avînd în vedere condiția de energie minimă se ia în considerație expresia :

$$b(\lambda) - y_0(\lambda) = A + Be^{-\lambda}.$$

Determinarea constantelor A și B rezultă imediat :

$$\lim_{\lambda \to 0} [b(\lambda) - y_0(\lambda)] = A + B = b,$$

$$\lim_{\lambda \to \infty} [b(\lambda) - y_0(\lambda)] = A = 2R.$$

Deci :

$$A = 2R;\ B = b - 2R.$$

Rezultă, de asemenea, simplu :

$$\begin{aligned} b(\lambda) &= 2R + (b - 2R)\mathrm{ch}\ \lambda, \\ y_0(\lambda) &= (b - R)\mathrm{sh}\ \lambda, \\ a(\lambda) &= a\ \mathrm{ch}\lambda. \end{aligned} \tag{16}$$

Rezultă că ecuația parametrică a elipsei este :

$$y = b(\lambda)\ \sin\ \theta \text{ pentru } \theta \in [0, 2\pi],$$

$$x = a(\lambda)\ \cos\ \theta$$

iar ecuația vectorială :

$$\bar{r} = \bar{i}x + \bar{j}y = \bar{i}a(\lambda)\ \cos\theta + \bar{j}b(\lambda)\ \sin\theta.$$

Pentru determinarea expresiei inducției magnetice se aplică legea circuitului magnetic de-a lungul unei elipse-linie de cîmp magnetic (Γ_e) :

$$\oint_{(\Gamma_e)} \bar{H}\, d\bar{s} = NI,$$

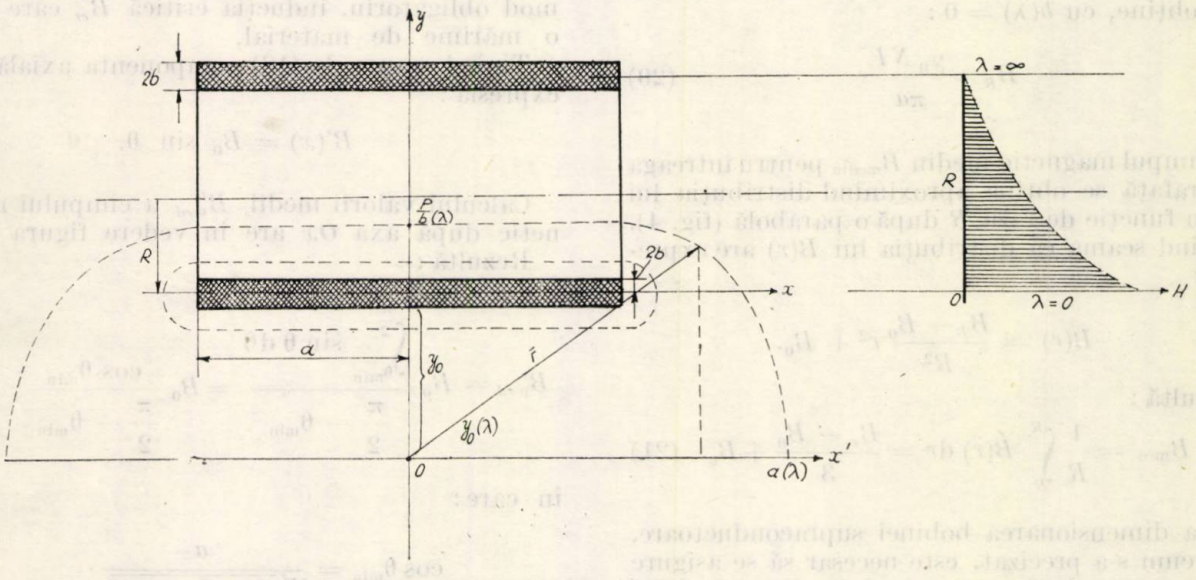


Fig. 3. Explicativă la studiul cîmpului magnetic al unei bobine supraconductoare.

H fiind tangent la linia de cîmp rezultă:

$$\bar{d}s = \alpha\, \bar{H} \quad \text{sau} \quad \bar{H} = \frac{1}{\alpha}\bar{d}s = K\bar{d}s$$

şi prin urmare integrala de mai sus se scrie:

$$\oint_{(\Gamma_c)} K\bar{d}s \cdot \bar{d}s = \int_0^{2\pi} Ka^2 \sin^2\theta\, \mathrm{d}\theta +$$

$$+ \int_0^{2\pi} Kb^2 \cos^2\theta\, \mathrm{d}\theta = NI.$$

De aici rezultă constanta K:

$$K = \frac{NI}{\pi[a^2(\lambda) + b^2(\lambda)]}. \tag{17}$$

În acest fel expresia inducţiei magnetice devine:

$$\bar{B} = \frac{\mu_0 NI}{\pi(a^2 + b^2)} \{[-a(\lambda)\, \sin\theta]\bar{i} +$$

$$+ [b(\lambda)\, \cos\theta]\bar{j}\}. \tag{18}$$

În axele de simetrie ale bobinei, deci într-un punct P situat pe axa Oy, se obţine cu $\theta = \frac{\pi}{2}$ din relaţia de mai sus:

$$B_0 = \frac{\mu_0 NI}{\pi[a^2(\lambda) + b^2(\lambda)]}\, a(\lambda). \tag{19}$$

Este important de cunoscut, de asemenea, valoarea lui $\bar{B}$ în puncte situate în imediata vecinătate a înfăşurării, pe direcţie radială. Se obţine, cu $b(\lambda) = 0$:

$$B_R = \frac{\mu_0 NI}{\pi a}. \tag{20}$$

Cîmpul magnetic mediu B_{mediu} pentru întreaga suprafaţă se obţine aproximînd distribuţia lui B în funcţie de raza R după o parabolă (fig. 4). Ţinînd seama că distribuţia lui $B(r)$ are expresia:

$$B(r) = \frac{B_R - B_0}{R^2} r^2 + B_0.$$

Rezultă:

$$B_{\text{med}} = \frac{1}{R}\int_0^R B(r)\, \mathrm{d}r = \frac{B_r - B_0}{3} + B_0. \tag{21}$$

La dimensionarea bobinei supraconductoare, aşa cum s-a precizat, este necesar să se asigure ca în punctele foarte apropiate de materialul supraconductor să nu existe inducţii mai mari decît inducţia B_{cr} deoarece s-ar anula starea supraconductoare. Deoarece la supraconductoarele de specia a 3-a există o anumită pătrundere a cîmpului magnetic în interior atunci inducţia din supraconductor nu trebuie să depăşească valoarea:

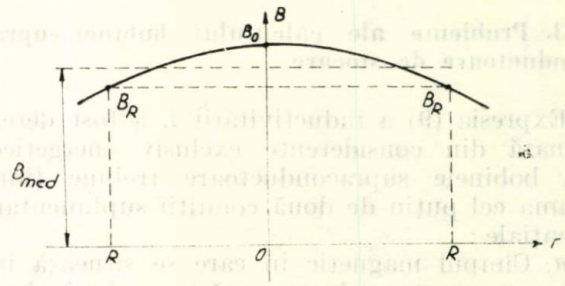


Fig. 4. Explicativă la variaţia lui B funcţie de R.

$$B_{\text{int}} = B_{cr} - B_R.$$

Inducţia B_R este valoarea cîmpului magnetic în imediata vecinătate a bobinei. În acest caz rezultă din expresiile (16) cu $R \gg b$:

$$b(\lambda) = 0{,}5R,$$

$$a(\lambda) = 1{,}25R,$$

iar cu (19) se obţine:

$$B_0 = \mu_0 \frac{1{,}25\, NIa}{1{,}25^2a^2 + 0{,}5^2R^2}. \tag{22}$$

În calculul inductivităţii trebuie luată deci, în consideraţie, o valoare medie totală a inducţiei care să ţină seama şi de componenta axială a acesteia, valoare în care să se regăsească, în mod obligatoriu, inducţia critică B_{cr} care este o mărime de material.

Ţinînd seama de (18) componenta axială are expresia:

$$B'(x) = B_0 \sin\theta.$$

Calculul valorii medii B'_{med} a cîmpului magnetic după axa Ox are în vedere figura 5.

Rezultă:

$$B'_{med} = B_0 \frac{\int_{\theta_{\min}}^{\frac{\pi}{2}} \sin\theta\, \mathrm{d}\theta}{\frac{\pi}{2} - \theta_{\min}} = B_0 \frac{\cos\theta_{\min}}{\frac{\pi}{2} - \theta_{\min}} \tag{23}$$

în care:

$$\cos\theta_{\min} = \frac{a}{\sqrt{a^2 + (R + y_0)^2}}. \tag{24}$$

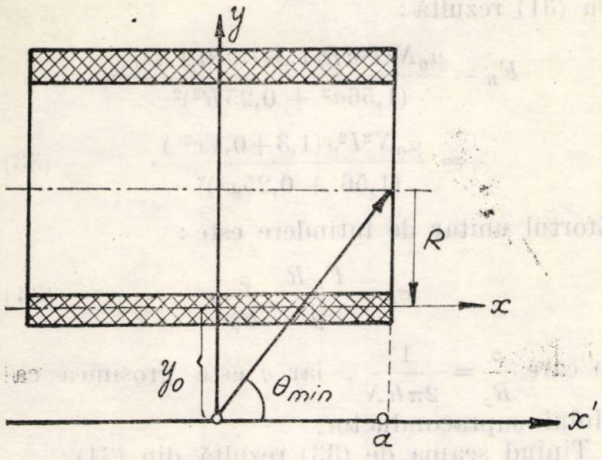


Fig. 5. Explicativă la calculul B_{med}.

Deoarece $\text{sh}\ \lambda = \frac{1}{4}$ întrucit $\text{ch}\ \lambda = 1{,}25$

rezultă $y_0 = -R\ \text{sh}\ \lambda = -\frac{R}{4}$

și deci cu (24) se obține:

$$\cos\theta_{min} = \frac{4a}{\sqrt{16a^2 + 25R^2}}.$$

În acest caz componenta medie totală a lui B rezultă, ținînd seama de (23) și (21):

$$B_{mediu} = \frac{B_R - B'_{med}}{3} + B'_{med}. \qquad (25)$$

Deoarece întreaga bobină este străbătută de același cîmp magnetic (considerat ca valoare medie) inductivitatea bobinei supraconductoare rezultă:

$$L = \frac{N\pi R^2 B_{mediu}}{I}, \qquad (26)$$

în care N, numărul de spire; R, raza medie a bobinei; B_{mediu} este dat de (25), iar I este curentul injectat.

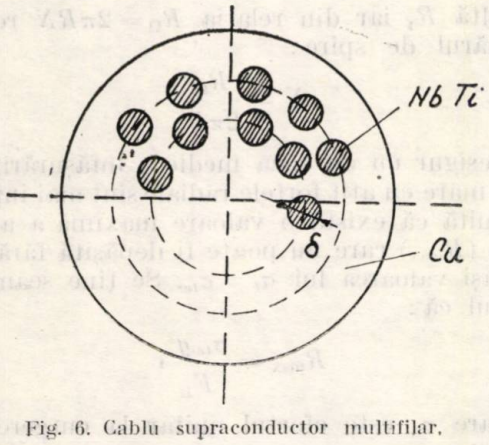


Fig. 6. Cablu supraconductor multifilar.

Determinarea expresiei inductivității bobinei funcție de B_{cr}. Supraconductoarele sînt realizate în variantă multifilară: un ansamblu de fire din Nb Ti cu diametre de ordinul cîtorva microni (δ) sînt introduse într-o „matrice" din cupru care realizează stabilizarea criostatică (fig. 6). În acest caz $B_i = \frac{\mu_0 I}{2\pi\,\delta n}$, iar $B_c - B_i = \frac{\mu_0 NI}{\pi a}$ (aici s-a avut în vedere că diferența $B_c - B_i$ este tocmai inducția radială B_R, exprimată de relația (20). Dacă se ține seama de expresiile (20), (22), (23) și (25) se obține:

$$B_{mediu} = \frac{1}{3}\mu_0 NI\left[\frac{1}{\pi a} + \frac{10a^2}{(1{,}56a^2 + 0{,}25R^2)\sqrt{16a^2 + 25R^2}} \cdot \frac{1}{\frac{\pi}{2} - \arccos\frac{4a}{\sqrt{16a^2 + 25R^2}}}\right].$$

Ținînd seama de expresia (26) și notînd $\frac{R}{a} = x$ se obține:

$$L = \frac{\mu_0}{3}\pi RN^2 x\left[\frac{1}{\pi} + \frac{10}{(1{,}56 + 0{,}25x^2)\sqrt{16 + 25x^2}} \cdot \frac{1}{\frac{\pi}{2} - \arccos\frac{4}{\sqrt{16 + 25x^2}}}\right]. \qquad (27)$$

$$L = {}_0\,\pi RN^2\, xf(x) \qquad (28)$$

în care:

$$f(x) = \frac{1}{\pi} + \frac{10}{(1{,}56 + 0{,}25\,x^2)\sqrt{16 + 25x^2}} \cdot \frac{4}{\frac{\pi}{2} - \arccos\frac{4}{\sqrt{16 + 25x^2}}}.$$

Notînd cu R_Ω rezistența reziduală a conductorului în stare supraconductoare se obține:

$$R_\Omega = 2\pi RN\rho$$

în care ρ este rezistivitatea reziduală a supraconductorului în stare supraconductoare, iar

R este raza medie a înfășurării în stare nesupraconductoare în Ωm. Ținînd seama de (28) rezultă:

$$B_{cr}-B_i=\frac{\mu_0 NI}{\pi a}=2\mu_0\frac{N^2R}{a}I_\rho=2\mu_0 N^2xI_\rho.$$

De aici se obține:

$$N^2x=\frac{(B_{cr}-B_i)R_\Omega}{2\mu_0 I_\rho}. \tag{29}$$

Ținînd seama de relația (27) rezultă:

$$L=\frac{\pi R(B_{cr}-B_i)R_\Omega}{6I_\rho}f(x). \tag{30}$$

Determinarea numărului de spire al bobinei ținînd seama și de considerente de ordin mecanic. Datorită curenților foarte intenși care străbat înfășurarea supraconductoare este necesar să se asigure eforturi admisibile normale în materialul supraconductor respectiv. Cele mai importante forțe care apar în bobina supraconductoare sînt cele radiale (fig. 7). Forța radială se obține cu expresia:

$$F_R=\frac{\partial W}{\partial R}, \tag{31}$$

în care W are expresia: $W=\frac{1}{2}LI^2$.

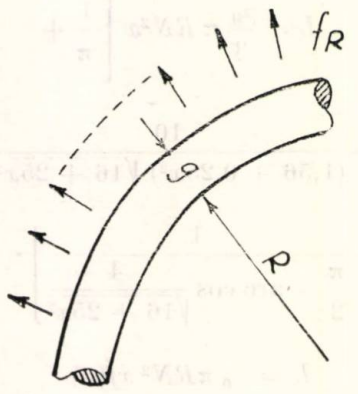


Fig. 7. Explicativă la repartiția forțelor radiate.

Inductivitatea are expresia mai de jos rezultată din expresiile (18), (22), (25), (26):

$$L=\frac{N\pi R^2}{I}\left[\frac{\mu_0 NI}{\pi a}-\mu_0\frac{NI\,1{,}25a}{(1{,}25a^2+0{,}5^2R^2)}+\right.$$

$$\left.+\mu_0\frac{NI\,1{,}25a}{1{,}25a^2+0{,}25R^2}\right],$$

sau:

$$L=\frac{\mu_0 N^2R}{3}\left(\frac{2{,}5a}{1{,}56a^2+0{,}25R^2}+\frac{1}{\pi a}\right). \tag{32}$$

Cu (31) rezultă:

$$F_R=\frac{\mu_0 N^2I^2aR(1{,}3a^2+0{,}1R^2)}{(1{,}56a^2+0{,}25R^2)^2}=$$

$$=\frac{\mu_0 N^2I^2x(1{,}3+0{,}1x^2)}{(1{,}56+0{,}25x^2)^2}. \tag{33}$$

Efortul unitar de întindere este:

$$\sigma_t=\frac{F_R R}{g}\cdot\frac{\rho}{R_\rho}, \tag{34}$$

în care $\frac{\rho}{R_\rho}=\frac{1}{2\pi RN}$, iar g este grosimea cablului supraconductor.

Ținînd seama de (33) rezultă din (34):

$$\sigma_t=\frac{\mu_0 N^2I^2x(1{,}3+0{,}1x^2)}{g\cdot(1{,}56+0{,}25x^2)^2}R\frac{\rho}{R_\rho}. \tag{35}$$

Deoarece:

$$R_\Omega=2\pi RN_\rho,$$

se obține

$$N=\frac{R_\Omega}{2\pi R_\rho}.$$

Înlocuind în (35) aceasta devine:

$$\sigma_t=\frac{\mu_0 I^2}{g}\frac{R_\Omega^2}{4\pi^2\rho^2}\cdot\frac{x(1{,}3+0{,}1x^2)}{(1{,}56+0{,}25x^2)}\cdot\frac{1}{R}\frac{\rho}{R_\Omega}. \tag{36}$$

Notînd:

$$f_2(x)=\frac{x(1{,}3+0{,}1x^2)}{1{,}56+0{,}25x^2}$$

și înmulțind membru cu membru relațiile (30) și (36) rezultă:

$$L\sigma_t=\frac{R_\Omega^2(B_{cr}-B_i)}{24\pi g\rho^2}\mu_0 If_1(x)f_2(x). \tag{37}$$

Deoarece L și R_Ω sînt cunoscute din relațiile (9) și (10) de asemenea și σ_t și g (prin alegerea cablului) rezolvînd pe cale numerică ecuația (37) în raport cu x (de exemplu prin metoda coardei) se obține raportul $x=\frac{R}{a}$; din (36) rezultă R, iar din relația $R_\Omega=2\pi RN$ rezultă numărul de spire:

$$N=\frac{R_\Omega}{2\pi R}. \tag{38}$$

Desigur cu cît raza medie a înfășurării este mai mare cu atît forțele radiale sînt mai intense. Rezultă că există o valoare maximă a acestei raze (R_{max}) care nu poate fi depășită fără a se depăși valoarea lui $\sigma_t=\sigma_{tc}$. Se ține seama de faptul că:

$$R_{max}=\frac{\sigma_{tc}g}{F_R}, \tag{39}$$

în care σ_{tc} este efortul unitar la curgere.

Alegînd un cablu supraconductor în funcție de curentul I impus se dispune de valoarea lui σ_{tc} respectiv a lui g. Ținînd seama de expresia forței F_R rezultă o ecuație în R de forma :

$$AR^4 + BR^2 + C = 0$$

în care :

$$A = 0{,}1\mu_0 \; N^2I^2 - 0{,}0625 \; \sigma_{tc}\, g,$$
$$B = 1{,}3 \; \mu_0 N^2 I^2 a^3 - 0{,}78 \; a^2 \sigma_{tc}\, g,$$
$$C = 2{,}44 \; \sigma_{tc} \; g a^4.$$

Rezultă :

$$R_{\max} = \sqrt{\frac{-B^2 \pm \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A}}. \qquad (40)$$

Evident, se aleg soluțiile reale și pozitive.

Dacă din alte condiții tehnico-economice raza medie a înfășurării rezultă mai mare decît cea indicată de relația (40) sînt necesare consolidări mecanice suplimentare. În acest caz cablul supraconductor va fi dimensionat numai la strivire mecanică.

Desigur, trebuie să se țină seama și de condiții de ordin economic (consum și cost minim de materiale).

Presupunînd o bobină cilindrică de rază R și lungime $2a$ cu înfășurarea uniform distribuită (spiră lîngă spiră într-un strat) se obține succesiv :

$$l = 2\pi \; RN,$$

$$N = \frac{2a}{g},$$

$$l = \frac{2\pi R 2a}{g} = \frac{4\pi a R}{g}.$$

Impunîndu-se, prin urmare, L din considerentele anterioare problema presupune următoarele două relații :

ca mărime dată : $L = L(R, \; a)$

condiție : $l = \dfrac{4\pi a R}{g}$ să fie minim.

Utilizînd metoda multiplicatorilor lui Lagrange se obține :

$$h(R, \; a) = L(R, \; a) - L \text{ (condiția)},$$

$$f(R, a) = \frac{4\pi a R}{g} \text{ (funcția extremată)}.$$

Se formează sistemul :

$$\frac{\partial f}{\partial R} + \lambda \frac{\partial h}{\partial R} = 0,$$
$$\frac{\partial f}{\partial a} + \lambda \frac{\partial h}{\partial a} = 0, \qquad (41)$$
$$L(R, \; a) - L = 0.$$

Rezolvînd acest sistem în raport cu R, a, λ se obține R care se compară cu cel rezultat din relația (40).

4. Concluzii. Calculul unei bobine supraconductoare de stocare a energiei electromagnetice presupune cunoscute :

a. Energia de stocare W.

b. Pierderea de energie pe durata stocării, ΔW.

c. Timpul de stocare (de așteptare).

d. Tensiunea de injecție și de extracție.

Corespunzător acestor date se poate determina inductivitatea bobinei, L și rezistența reziduală totală maximă a circuitului de stocare, exclusiv din considerente energetice.

Deoarece bobina supraconductoare își poate pierde această stare pentru inducții magnetice mai mari decît inducția critică B_{cr} trebuie ca determinarea inductivității să fie făcută și în funcție de această mărime.

Datorită forțelor radiale importante dimensionarea bobinei trebuie, de asemenea, să aibă în vedere evitarea eforturilor mecanice mai mari decît cele admisibile pentru materialul supraconductor adoptat. Aspectul economic al dimensionării bobinei trebuie corelat cu determinarea razei maxime a înfășurării rezultată din considerente de ordin mecanic. În lucrare s-au stabilit formule originale pentru calculul exact al inductivității, rezistențelor reziduale, maxime, razei medii a înfășurării și numărului de spire (expresiile : (9), (10), (26), (28), (30), (37), (38), (39), (40), (41).

Bibliografie

[1] *Boom, R.W.* ș.a. Superconducting energy storage. In : Advances in Cryogenics Engineering" vol. **19**, Plenum Press 1974, p. 117...127

[2] *Peterson, H.A., Mohan, N.* Superconductive energy storage inductor-converter units power systems. In : IEEE Transactions Power Apparatus, vol. **94**, nr. 4 July-Aug. 1975.

[3] *Girard, B. Sasade, M.* Etude et réalisation d'un enroulement supraconducteur, destinné au stochage de l'énérgie, PROC. L.T.E.P., p. 158...169.

[4] *Bogner, G.*. Stand der Entwicklung beim Bau grosser Supraleitungs-magnete. In : ETZ A, 1968, Heft 14.

[5] *Hassenzahl, W.V., Boening, H.J.* Instalația de stocare a energiei electromagnetice de la departamentul de cercetare științifică de la Los Alamos, Congresul Mondial Electrotehnic, Moscova, 21...25 iunie 1977.

CZ 621.3.042:538.551.21

CIRCUITE ELECTRICE NERECIPROCE
SURSE COMANDATE DE TENSIUNE

Analiza simplificată a circuitelor electrice nereciproce prin metoda tensiunilor ramurilor

MARIUS PREDA, MARIA NEAMȚU, LUCIA DUMITRIU * — BUCUREȘTI

Introducere

În lucrarea se prezintă o metodă matriceală simplificată de analiză a circuitelor electrice nereciproce cu surse comandate, care permite o reducere suplimentară corespunzînd surselor comandate de tensiune, a numărului de necunoscute din sistemul de ecuații în tensiunile ramurilor.

Metoda prezentată introduce simplificări importante pentru circuitele complexe prin folosirea unor matrice reduse.

Pentru stabilirea unui număr redus de necunoscute se alege în graful circuitului un arbore care să conțină toate sursele ideale de tensiune (independente sau comandate) și laturi cu ecuație caracteristică în admitanță (inclusiv laturi de comandă).

Tensiunile laturilor cu admitanță din coarbore se exprimă în funcție de tensiunile unui număr redus de laturi ale arborelui corespunzînd laturilor cu admitanță.

Forma matriceală a ecuațiilor tensiunilor ramurilor reduse se deduce în două variante după cum laturile de comandă a surselor de tensiune sînt în coarbore sau în arbore. Comparînd variantele se scot în evidență simplificările importante ce se obțin prin alegerea laturilor de comandă a surselor de tensiune în arbore.

Se evidențiază, de asemenea, forma simplă a matricei admitanțelor secțiunilor $\Sigma_{r'}([Y_\Sigma])$, în cazul în care și laturile de comandă a surselor de curent sînt în arbore.

1. Forma matriceală a ecuațiilor tensiunilor ramurilor reduse

În graful circuitului se alege un arbore care să conțină toate sursele ideale de tensiune (independente sau comandate) ceea ce este posibil pentru circuitele folosite uzual în tehnică și laturi de comandă (laturi cu admitanță — l'_r) [2].

Coarborele va conține toate sursele de curent (independente sau comandate) și laturi cu admitanță.

Alegînd astfel ramurile, ecuațiile tensiunilor ramurilor vor conține un număr redus de necunoscute și anume tensiunile $U_{l'_r}$ ale ramurilor l'_r.

Se atașează fiecărei ramuri o secțiune Σ_r, tensiunea ramurii numind-o formal tensiunea secțiunii respective.

Tensiunea fiecărei laturi rezultă egală cu suma algebrică a tensiunilor secțiunilor traversate de latura respectivă.

Pentru a pune în evidență numărul de ramuri redus se pot construi două grafe, graful de curent G^I și graful de tensiune G^U, procedîndu-se ca în [4].

Se introduc următoarele notații pentru elemente, laturi, tensiunile și intensitățile curenților corespunzătoare acestora:

$l'_r(I_{l'_r}, U_{l'_r})$ — laturi ramuri reduse (laturi cu ecuații caracteristice în admitanțe);

$l'_c(I_{l'_c}, U_{l'_c})$ — laturi coarde reduse (laturi cu ecuații caracteristice în admitanțe);

$E_{r'}$ — surse reale de tensiune independente din l'_r;

$E_{c'}$ — surse reale de tensiune independente din l'_c;

$E'_{r'}$ — surse reale de tensiune comandate avînd comanda în $l_{r'}$;

$E'_{c'}$ — surse reale de tensiune comandate avînd comanda în l'_c;

E_i — surse ideale de tensiune independente;

E'_i — surse ideale de tensiune comandate;

J — surse de curent independente;

J' — surse de curent comandate;

$J'_{r'}$ — surse de curent avînd comanda în $l_{r'}$;

$J'_{c'}$ — surse de curent avînd comanda în $l_{c'}$.

Matricea tensiunilor ramurilor se exprimă astfel:

$$U_{l_r}] = \begin{bmatrix} U_{l'_r} \\ -E_i \\ -E'_i \end{bmatrix}. \qquad (1)$$

Matricea tensiunilor coardelor $U_{l'_c}]$ se exprimă în funcție de matricea $U_{l_r}]$ folosind matricea de incidență a coardelor la suprafețele de secțiune Σ_r corespunzătoare ramurilor, scrisă fie în graful circuitului, fie în G^U. Cînd o latură

* Prof. dr. ing. *Preda, M.*, ș.l. ing. *Neamțu, M.*, asist., ing. *Dumitriu, L.* Institutul politehnic — București.

traversează o secțiune în același sens cu ramura, incidența va fi $+1$, în caz contrar -1.

$$U_{l'_c}]=\left[\mathcal{C}^{U}_{l'_c\Sigma_r}\right]U_{l_r}]=\left[\mathcal{C}^{U}_{l'_c\Sigma_{r'}}\right]U_{l'_r}]-$$
$$-\left[\mathcal{C}^{U}_{l'_c\Sigma_{E_i}}\right]E_i]-\left[\mathcal{C}^{U}_{l'_c\Sigma_{E'_i}}\right]E'_i]. \quad (2)$$

În această matrice, tensiunile laturilor de comandă a surselor comandate de tensiune se grupează în primele linii.

Metoda se prezintă în două variante, după cum laturile de comandă a surselor de tensiune se află în coarbore (varianta A) sau în arbore (varianta B).

Varianta A

În cazul general, cînd tensiunile de comandă sînt o parte a tensiunii unei laturi a circuitului, se introduce un nod intermediar, astfel ca toate tensiunile de comandă să fie tensiuni la bornele laturii (vezi aplicația).

Matricea tensiunilor de comandă a surselor de tensiune comandate (o parte din $U_{l'_c}]$) se poate scrie:

$$U_C]=\left[\mathcal{C}^{U}_{C\Sigma_{r'}}\right]U_{l'_r}]-\left[\mathcal{C}^{U}_{C\Sigma_{E_i}}\right]E_i]-$$
$$-\left[\mathcal{C}^{U}_{C\Sigma_{E'_i}}\right]E'_i]. \quad (3)$$

Se grupează parametrii de comandă ai surselor E'_i în matricea de transfer $[B_{E'_iC}]$ și se exprimă matricea $E'_i]$ astfel:

$$E'_i]=\left[B_{E'_iC}\right]U_C]. \quad (4)$$

Înlocuind (4) în (3) se obține:

$$U_C]=\left[\mathcal{C}^{U}_{C\Sigma_{r'}}\right]U_{l'_r}]-\left[\mathcal{C}^{U}_{C\Sigma_{E_i}}\right]E_i], \quad (5)$$

unde:

$$\left[\mathcal{C}^{U}_{C\Sigma_{r'}}\right]=\left([1]+\left[\mathcal{C}^{U}_{C\Sigma_{E'_i}}\right]\left[B_{E'_iC}\right]\right)^{-1}\left[\mathcal{C}^{U}_{C\Sigma_{r'}}\right],$$
$$\left[\mathcal{C}^{U}_{C\Sigma_{E_i}}\right]=\left([1]+\left[\mathcal{C}^{U}_{C\Sigma_{E'_i}}\right]\left[B_{E'_iC}\right]\right)^{-1}\left[\mathcal{C}^{U}_{C\Sigma_{E_i}}\right]. \quad (6)$$

Se introduce (4) în (2) și ținînd seama de (5) se obține:

$$U_{l'_c}]=\left[\mathcal{C}^{U}_{l'_c\Sigma_{r'}}\right]U_{l'_r}]-\left[\mathcal{C}^{U}_{l'_c\Sigma_{E_i}}\right]E_i], \quad (7)$$

unde:

$$\left[\mathcal{C}^{U}_{l'_c\Sigma_{r'}}\right]=\left[\mathcal{C}^{U}_{l'_c\Sigma_{r'}}\right]-\left[\mathcal{C}^{U}_{l'_c\Sigma_{E'_i}}\right]\left[B_{E'_iC}\right]\left[\mathcal{C}^{U}_{C\Sigma_{r'}}\right],$$
$$\left[\mathcal{C}^{U}_{l'_c\Sigma_{E_i}}\right]=\left[\mathcal{C}^{U}_{l'_c\Sigma_{E_i}}\right]-\left[\mathcal{C}^{U}_{l'_c\Sigma_{E'_i}}\right]\left[B_{E'_iC}\right]\left[\mathcal{C}^{U}_{C\Sigma_{E_i}}\right]. \quad (8)$$

Se pot exprima t.e.m. a surselor reale de tensiune comandate situate fie în arbore ($E'_{r'}$), fie în coarbore ($E'_{c'}$):

$$E'_{r'}]=[B_{r'C}]U_C], \quad (9a)$$
$$E'_{c'}]=[B_{c'C}]U_C]. \quad (9b)$$

Ținînd seama de ecuațiile caracteristice ale laturilor cu admitanțe $l_{r'}$, $l_{c'}$, se obțin matricele intensităților curenților $I_{l'_r}]$, $I_{l'_c}]$:

$$I_{l'_r}]=\left[Y_{r'r'}\right]\left(U_{l'_r}]+E'_{r'}]+E_{r'}]\right), \quad (10a)$$

$$I_{l'_c}]=\left[Y_{c'c'}\right]\left(U_{l'_c}]+E'_{c'}]+E_{c'}]\right). \quad (10b)$$

Înlocuind (9a) în (10a) și ținînd seama de (7), se obține:

$$I_{l'_r}]=\left[Y^{E}_{r'}\right]U_{l'_r}]+J^{E}_{r'}], \quad (11)$$

unde:

$$\left[Y^{E}_{r'}\right]=\left[Y_{r'r'}\right]\left([1]+\left[B_{r'C}\right]\left[\mathcal{C}^{U}_{C\Sigma_{r'}}\right]\right),$$
$$J^{E}_{r'}]=\left[Y_{r'r'}\right]\left(E_{r'}]-\left[B_{r'C}\right]\left[\mathcal{C}^{U}_{C\Sigma_{E_i}}\right]E_i]\right). \quad (12)$$

Se înlocuiește (9b) în (10b) și ținînd seama de (7) se obține matricea intensităților curenților laturilor coarde $I_{l'_c}]$:

$$I_{l'_c}]=\left[Y^{E}_{c'}\right]U_{l'_r}]+J^{E}_{c'}] \quad (13)$$

unde:

$$\left[Y^{E}_{c'}\right]=\left[Y_{c'c'}\right]\left(\left[\mathcal{C}^{U}_{l'_c\Sigma_{r'}}\right]+\left[B_{c'C}\right]\left[\mathcal{C}^{U}_{C\Sigma_{r'}}\right]\right),$$
$$J^{E}_{c'}]=\left[Y_{c'c'}\right]\left\{E_{c'}]-\left(\left[\mathcal{C}^{U}_{l'_c\Sigma_{E_i}}\right]+\left[B_{c'C}\right]\left[\mathcal{C}^{U}_{C\Sigma_{E_i}}\right]\right)E_i]\right\}. \quad (14)$$

Matricele surselor de curent comandate situate toate în coarbore, avînd comanda, în general, atît în arbore ($J'_{r'}]$), cît și în coarbore ($J'_{c'}]$), se pot exprima, folosind matricea de comandă în admitanțe:

$$J'_{r'}]=\left[Y_{J'r'}\right]U_{l'_r}], \quad (15a)$$

$$J'_{c'}]=\left[Y_{J'c'}\right]U_{l'_c}]. \quad (15b)$$

Grupînd termenii după laturi ramuri și laturi coarde, teorema întîi a lui Kirchoff pe suprafețele de secțiuhe $\Sigma_{r'}$, are forma:

$$\left[\mathcal{C}^{I}_{\Sigma_{r'}l'_r}\right]I_{l'_r}]+\left[\mathcal{C}^{I}_{\Sigma_{r'}l'_c}\right]I_{l'_c}]+\left[\mathcal{C}^{I}_{\Sigma_{r'}J'_{r'}}\right]J'_{r'}]+$$
$$+\left[\mathcal{C}^{I}_{\Sigma_{r'}J'_{c'}}\right]J'_{c'}]=-\left[\mathcal{C}^{I}_{\Sigma_{r'}J}\right]J]. \quad (16)$$

Se ține seama că $\left[C^{I}_{\Sigma_{r'}l'_r}\right]$ este matrice unitate și înlocuind (11), (13), (15a), (15b) în (16) se obține:

$$\left[Y_\Sigma\right]\left[U_{l'_r}\right] = -\left[J_\Sigma\right], \tag{17}$$

unde matricea admitanțelor secțiunilor $[Y_\Sigma]$ are forma:

$$\left[Y_\Sigma\right]=\left[1\right]\left[Y^{E}_{r'}\right]+\left[C^{I}_{\Sigma_{r'}l'_c}\right]\left[Y^{E}_{c'}\right]+$$

$$+\left[C^{I}_{\Sigma_{r'}J'_r}\right]\left[Y_{J'r'}\right]+\left[C^{I}_{\Sigma_{r'}J'_r}\right]\left[Y_{J'c'}\right]\left[\mathcal{C}^{U}_{l'_c\Sigma_{r'}}\right], \tag{18a}$$

iar matricea curenților de scurtcircuit ai secțiunilor $J_\Sigma]$ are forma:

$$J_\Sigma\left]=\left[C^{I}_{\Sigma_{r'}J}\right]J\right]+\left[C^{I}_{\Sigma_{r'}l'_r}\right]J^{E}_{r'}\left]+\left[C^{I}_{\Sigma_{r'}l'_c}\right]J^{E}_{c'}\right]-$$

$$-\left[C^{I}_{\Sigma_{r'}J'_r}\right]\left[Y_{J'c'}\right]\left[\mathcal{C}^{U}_{l'_c\Sigma_{E_i}}\right]E_i\right]. \tag{18b}$$

Relația (17) permite calculul unui număr redus de tensiuni, tensiunile ramurilor $U_{l'_r}]$.

Folosind relațiile (11) și (13) se determină intensitățile curenților din ramuri și coarde. Pentru determinarea intensităților din celelalte laturi (de tip l_N, l_E, $l_{E'}$) și tensiunilor la bornele laturilor l_N, l_J, $l_{J'}$ se procedează ca în [4].

Varianta B

Se grupează parametrii de comandă ai surselor E'_i în matricea de transfer $\left[B_{E'_ir'}\right]$, exprimînd t.e.m. ale surselor ideale de tensiune comandate care se află în arbore astfel:

$$E'_i\left]=\left[B_{E'_ir'}\right]U_{l'_r}\right]. \tag{19}$$

Matricele t.e.m. ale surselor reale de tensiune comandate situate în arbore, respectiv în coarbore, se exprimă cu relațiile:

$$E'_{r'}\left]=\left[B_{r'r'}\right]U_{l'_r}\right], \tag{20a}$$

$$E'_{c'}\left]=\left[B_{c'r'}\right]Ul'_r\right]. \tag{20b}$$

Folosind pentru exprimarea matricei intensităților curenților ramurilor relația (10a) și ținînd seama de (20a), rezultă pentru acești curenți o relație similară cu (11), unde:

$$\left[Y^{E}_{r'}\right]=\left[Y_{r'r'}\right]\left(\left[1\right]+\left[B_{r'r'}\right]\right)$$

$$J^{E}_{r'}\left]=\left[Y_{r'r'}\right]E_{r'}\right]. \tag{21}$$

Cu relațiile (2) și (19) se obține matricea tensiunilor coardelor reduse într-o formă simplificată față de relația (7):

$$U_{l'_c}\left]=\left[\mathcal{C}^{U}_{l'_c\Sigma_{r'}}\right]U_{l'_r}\right]-\left[C^{U}_{l'_c\Sigma_{E_i}}\right]E_i\right], \tag{22}$$

unde:

$$\left[\mathcal{C}^{U}_{l'_c\Sigma_{r'}}\right]=\left[C^{U}_{l'_c\Sigma_{r'}}\right]-\left[C^{U}_{l'_c\Sigma_{E'_i}}\right]\left[B_{E'_ir'}\right]. \tag{23}$$

Pentru laturile coarde, folosind relațiile (10b), (20b) și (22) se obțin intensitățile curenților corespunzători dați de o relație de forma (13), unde:

$$\left[Y^{E}_{c'}\right]=\left[Y_{c'c'}\right]\left(\left[\mathcal{C}^{U}_{l'_c\Sigma_{r'}}\right]+\left[B_{c'r'}\right]\right)$$

$$J^{E}_{c'}\left]=\left[Y_{c'c'}\right]\left(E_{c'}\right]-\left[C^{U}_{l'_c\Sigma_{E_i}}\right]\right). \tag{24}$$

Considerînd comanda numai în arbore a surselor de curent comandate (15a), aplicînd procedura de la varianta A pentru scrierea teoremei întîi a lui Kirchhoff, se obține o relație similară cu (17), unde matricele $[Y_\Sigma]$ și $J_\Sigma]$ au o formă mult simplificată:

$$\left[Y_\Sigma\right]=\left[1\right]\left[Y^{E}_{r'}\right]+\left[C^{I}_{\Sigma_{r'}l'_c}\right]\left[Y^{E}_{c'}\right]+\left[C^{I}_{\Sigma_{r'}J'}\right]\left[Y_{J'r'}\right],$$

$$J_\Sigma\left]=\left[C^{I}_{\Sigma_{r'J}}\right]J\right]+\left[C^{I}_{\Sigma_{r'}l'_r}\right]J^{E}_{r'}\left]+\left[C^{I}_{\Sigma_{r'l'c}}\right]J^{E}_{c'}\right].$$

2. Exemplu de calcul

Metoda propusă se exemplifică pe circuitul din figura 1. Se alege direct în graful circuitului (fig. 2) arborele $\mathcal{A}$ {1, 5, 11, 2} care îndeplinește condițiile stabilite de varianta B.

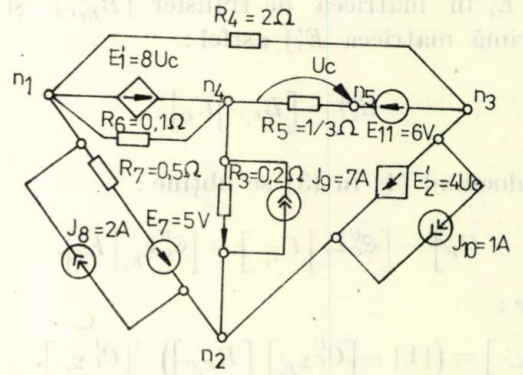


Fig. 1. Schema circuitului cu surse comandate.

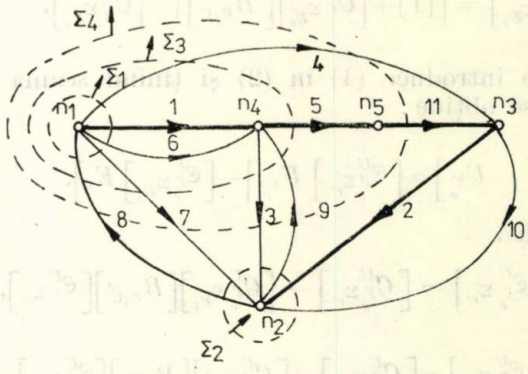


Fig. 2. Graful circuitului cu surse comandate.

Se introduce nodul intermediar n_5, astfel ca tensiunea de comandă să fie tensiunea unei laturi ($U_C = U_5$).

Matricele coloană ale tensiunilor ramurilor $U_{l_r}]$, tensiunilor ramurilor reduse $U_{l'_r}]$, tensiunilor coardelor reduse $U_{l'_c}]$, și a tensiunilor de comandă sînt:

$$U_{l_r}] = \begin{bmatrix} U_5 \\ E_{11} \\ -E'_1 \\ -E'_2 \end{bmatrix}; \quad U_{l'_r}] = U_5;$$

$$U_{l'_c}] = \begin{bmatrix} U_3 \\ U_4 \\ U_6 \\ U_7 \end{bmatrix}; \quad U_C] = U_5.$$

Matricele de incidență laturi-secțiuni sînt:

$$[C_{l'_c\Sigma_{r'}}] = \begin{matrix} \\ l_3 \\ l_4 \\ l_6 \\ l_7 \end{matrix} \overset{\Sigma_3}{\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}}; \quad [C_{l'_c\Sigma_{E_i}}] = \begin{matrix} \\ l_3 \\ l_4 \\ l_6 \\ l_7 \end{matrix} \overset{\Sigma_4}{\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}};$$

$$[C_{l'_c\Sigma'_i}] = \begin{matrix} \\ l_3 \\ l_4 \\ l_6 \\ l_7 \end{matrix} \overset{\Sigma_1\ \Sigma_2}{\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \\ 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}}.$$

Matricea de transfer este:

$$[B_{E'_{i'}}] = \begin{matrix} l_1 \\ l_2 \end{matrix} \begin{bmatrix} 8 \\ 4 \end{bmatrix}.$$

Matricele de incidență secțiuni-laturi necesare pentru aplicarea teoremei întîi a lui Kirchhoff sînt:

$$C_{\Sigma_{r'}l'_c}] = [C_{l'_c\Sigma_{r'}}]_t = \Sigma_3 \begin{matrix} l_3 & l_4 & l_6 & l_7 \\ [1 & 1 & 0 & 1] \end{matrix},$$

$$[C_{\Sigma_{r'}J}] = \Sigma_3 \begin{matrix} l_8 & l_9 & l_{10} \\ [-1 & -1 & 0\ ] \end{matrix}.$$

Tensiunea de comandă a surselor de tensiune fiind tensiunea ramurii reduse $U_C = U_5$, se urmăresc în relațiile corespunzătoare variantei B simplificările datorate:

a) lipsei surselor reale de tensiune comandate:

$$[Y^E_{r'}] = Y_5 = 3S;$$

$$[Y^E_{c'}] = \begin{bmatrix} -15 \\ -3{,}5 \\ -80 \\ -22 \end{bmatrix} S;$$

$$J^E_{r'}] = 0; \quad J^E_{c'}] = \begin{bmatrix} 30 \\ 3 \\ 0 \\ 22 \end{bmatrix} A;$$

b) lipsei surselor de curent comandate:

$[Y_\Sigma] = -37{,}5\ S$ unde $\Sigma = \Sigma_3$ atașată ramurii reduse l_5

$J_\Sigma] = -46\ A.$

Rezultă $U_{l'_r}] = U_5 = \dfrac{46}{37{,}5}$ V, tensiunile coardelor reduse:

$$U_{l'_c}] = \begin{bmatrix} U_3 \\ U_4 \\ U_6 \\ U_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 87 \\ -97 \\ -368 \\ -281 \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{37{,}5} \text{V},$$

intensitățile curenților din laturile ramuri și coarde reduse:

$$\begin{bmatrix} I_3 \\ I_4 \\ I_5 \\ I_6 \\ I_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 435 \\ -48{,}5 \\ 138 \\ -3680 \\ -187 \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{37{,}5} \text{A},$$

iar cele din laturile cu surse ideale de tensiune:

$$I_1 = \frac{3990{,}5}{37{,}5} \text{A}, \quad I_2 = \frac{52}{37{,}5} \text{A},$$

$$I_{11} = I_5 = \frac{138}{37{,}5} \text{A}.$$

3. Concluzii

1. Metoda de analiză prezentată conduce la reducerea tensiunilor de ramură necunoscute cu numărul surselor de tensiune comandate.

2. Din analiza celor două variante posibile se evidențiază simplificările ce se obțin prin alegerea laturilor de comandă a surselor de tensiune în arbore.

3. Lucrarea introduce simplificări suplimentare în cadrul metodei propuse, prin utilizarea de matrice reduse, fapt ce-și dovedește eficiența deosebită în cazul circuitelor complexe caracterizate prin matrice rare de rang superior.

Matricele de incidență reduse $\left[C^I_{\Sigma r' l'_r}\right]$, $\left[C^I_{\Sigma r' l'_c}\right]$, $\left[C^I_{\Sigma_{r'} J'_{r'}}\right]$ și $\left[C^I_{\Sigma_{r'} J'_{c'}}\right]$ au fost obținute prin separarea termenilor după laturi ramuri și laturi coarde, iar matricea $\left[C^I_{\Sigma r' J}\right]$ a fost obținută prin selectarea numai a laturilor cu surse independente de curent.

4. Studiul efectuat pune în evidență simplificările suplimentare aduse metodei prin alegerea laturilor de comandă în arbore atît pentru sursele de tensiune comandate, cît și pentru sursele de curent comandate.

Pentru circuitele care conțin numai surse de tensiune comandate, matricea admitanțelor secțiunilor $[Y_\Sigma]$ se calculează mult mai simplu.

5. Forma matriceală a metodei de analiză propusă în lucrare are avantajul unei adaptări ușoare la diverse modificări și variante de circuit, ceea ce o recomandă în studiul și proiectarea circuitelor electrice.

Bibliografie

[1] *Chua L.O.* and *Pen-Min-Lin* Computer-aided analysis of electronic circuits, 1975.
[2] *Preda, M.* și *Cristea, P.* Analiza circuitelor electrice active. Metode topologice. Grafe de fluență. I.P.B. 1975.
[3] *Preda, M.* și *Cristea, P.* Bazele electrotehnicii, vol. II, București, Editura didactică și pedagogică, 1980.
[4] *Preda, M., Neamțu, M., Dumitriu, L.* Analiza simplificată a circuitelor electrice nereciproce prin metoda curenților de buclă. În : EEA, nr. 2, feb 1982.

CZ 621.3.066.6 :621.316.54

CONTACTE WOLFRAM-ARGINT
ÎNTRERUPTOARE DE ÎNALTĂ TENSIUNE

Aspecte privind posibilitatea reducerii conținutului de argint al contactelor wolfram—argint pentru întreruptoare automate de joasă tensiune

MARIA-ANTOANETA DROSSU, PAVEL ROMAN, NICOLAE PANȚIRU * — BUCUREȘTI

Condițiile multiple pe care le pune fabricația modernă de aparate de rupere a contactelor electrice nu pot fi satisfăcute de un metal unic sau de un aliaj clasic decît în cazuri extrem de rare, cerințele impuse materialului avînd, de multe ori, un caracter antagonic — condițiile asigurării unei rezistențe scăzute de contact și ale conducerii unui curent puternic nu se acordă, obișnuit, cu cele ale asigurării unei mari puteri de rupere. Metalele cu cea mai bună conductibilitate termică și electrică, ca și cu cea mai bună rezistență de contact — argintul și cuprul — au o rezistență scăzută la uzură mecanică și electrică, deci la pierderea de material, neasigurînd astfel condițiile unei mari puteri de rupere, condiții pe care le satisfac însă metalele cu refractaritate și duritate mari, cum sînt wolframul și molibdenul.

Asocierea proprietăților favorabile ale argintului sau ale cuprului, cu cele ale wolframului sau ale molibdenului — metale practic insolubile în stare lichidă și solidă, deci nealiabile clasic — o realizează numai metalurgia pulberilor, tehnică ce soluționează în cea mai mare parte problemele contactelor electrice, prin realizarea pseudoaliajelor (materialelor mixte).

Materialele (pseudoaliajele) wolfram-argint se caracterizează printr-o mare rezistență la fenomenele de pierdere de material — datorită prezenței wolframului, care le imprimă rezistență la uzura mecanică și la acțiunea arcului electric — concomitent cu o rezistență de contact scăzută și o rezistență mare la oxidare, imprimate de prezența argintului.

Calitățile lor interesante le-au asigurat un larg domeniu de aplicare. Ele sînt utilizate în special drept contacte de stingere a arcului pentru întreruptoarele în aer de joasă tensiune și mare putere de rupere și drept contacte principale, conducînd curenți continui de încercări medii și scăzute.

Materialele wolfram-argint se pot realiza într-o gamă compozițională largă, potrivit utilizărilor, respectiv solicitărilor predominante — de la 20 la 80%W — creșterea conținutului de wolfram determinînd mărirea rezistenței la fenomenele de pierdere de material.

Întreruptoarele automate de joasă tensiune de tip USOL și OROMAX, de 100-1 000A, în fabricație la întreprinderea „Electroaparataj", sînt echipate cu contacte din wolfram-argint, realizate pe baza tehnologiilor elaborate de I.C.P.E.

* Ing. *Drossu, M.A.*, chim., *Roman, P.*, ing. *Panțiru, N.* — Institutul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică — București.

Potrivit rolului lor în aparat, contactele electrice ale acestor întreruptoare se realizează cu un conținut de 50%Ag — contacte principale — sau cu un conținut de 31,5%Ag — contacte de rupere.

Contactele wolfram-argint cu 50%Ag se realizează prin „procedeul sinterizării", constînd în principal din:

— presarea amestecurilor de pulberi (dozate conform compoziției admise, omogenizate și granulate, respectiv aduse la o granulație „falsă", mai mare, convenabilă din punct de vedere tehnologic) în matrițe avînd configurația pieselor — contactelor — ce trebuie obținute;

— sinterizarea comprimatelor la temperatură și durată de timp determinate, în atmosferă reducătoare de hidrogen;

— represarea contactelor;

— resinterizarea contactelor la temperatură și timp determinate, în atmosferă reducătoare de hidrogen;

— placarea contactelor cu aliaj de lipit pe bază de argint, în vederea lipirii pe suportul-contact.

Contactele wolfram-argint cu 31,5%Ag se realizează prin „procedeul infiltrării", constînd în principal din:

— presarea unor comprimate-schelet din wolfram (plus dopanți și o cantitate mică de argint), în matrițe avînd configurația pieselor — contactelor — ce trebuie obținute;

— infiltrarea acestora cu argint, în cursul unui tratament la temperatură determinată, în atmosferă reducătoare de hidrogen.

Pe linia reducerii consumurilor de materiale deficitare și metale prețioase, s-au desfășurat în I.C.P.E. cercetări vizînd reducerea conținutului de argint în contactele wolfram-argint cu 50%Ag — contacte principale.

Conținutul prezentei expuneri se referă la rezultatele acestor cercetări.

În prima etapă a cercetărilor s-a încercat reducerea conținutului de argint la 45% pe cinci tiporepere de contacte principale pentru întreruptoare automate de tip USOL din fabricația curentă a întreprinderii „Electroaparataj" — București.

Din fiecare tiporeper au fost realizate, în condiții de laborator, loturi de cîte 30 buc. modele experimentale, prin procedeul sinterizării, ușor modificat față de tehnologia omologată (înlocuindu-se granularea umedă, cu liant adiționat, cu granulare uscată).

Pe toate modelele experimentale s-au făcut determinări de:

— densitate, prin cîntărire hidrostatică;

— duritate, pe aparat Brinell;

— rezistivitate electrică, cu aparatul SIGMASCOP, Type TX 8, de proveniență Helmut Fischer (R.F.G.).

Limitele între care s-au situat valorile acestor caracteristici, comparativ cu prevederile normelor interne ale respectivelor produse, precum și cu prevederile cataloagelor de produse ale unor firme consacrate, sînt prezentate în tabelul 1.

Pe modelele fiecărui tiporeper cu valori limită (maxime și minime) ale rezistivității electrice — parametru considerat mai semnificativ pentru comportarea în funcțiune a contactelor — s-au făcut analize macro- și microstructurale.

După cum se poate observa din datele prezentate în tabelul 1, pentru fiecare din caracteristicile determinate, valorile se situează în intervale foarte restrînse, evidențiind, astfel, o omogenitate avansată a loturilor respective de modele.

Densitățile modelelor reprezintă între 95 și 98% din densitatea teoretică a materialului cu compoziția dată (13,8g/cm³) dovedind o compactizare avansată a materialului. Densitățile admise de unele firme consacrate, producătoare de contacte, reprezintă: 88,4 — 95,8% din densitatea teoretică — DODUCO; 95,8% din densitatea teoretică — COMPTOIR LYON ALEMAND (în cazul acestor exemple densitatea teoretică a fost calculată pentru compoziția prezumtivă: 49%Ag, 1%Ni, 50%W), iar densitatea admisă prin norma internă pentru piesele sinterizate de contact din wolfram-argint cu 50%Ag reprezintă 89% din densitatea teoretică.

Durităților modelelor realizate au valori mai mari decît cele admise în norma internă și decît cele asigurate de unele firme de specialitate (DODUCO, de exemplu); în parte însă, acest lucru este justificat de compoziția mai bogată în wolfram.

Rezistivitatea electrică a tuturor modelelor realizate, indiferent de particularitățile de formă și dimensiuni ale acestora, a prezentat valori mai mici decît cele admise în norma internă, mai mici decît cele asigurate de firma DODUCO pentru contacte cu 50% Ag — deși compoziția cercetată, cu 45%Ag, determină implicit o rezistivitate electrică mai mare (datorită proporției mai mici de argint și mai mari de wolfram).

Controlul macro- și microstructural a evidențiat o structură omogenă, compactă, lipsită de pori (vizibili la măririle cu care s-a lucrat, respectiv 150 x, 300 x), cu aspect metalografic tipic pseudoaliajelor wolfram-argint.

În limitele diferențelor de rezistivitate prezentate de diferitele tipuri de modele, controlul metalografic nu a evidențiat nici un fel de deosebiri — aspectul metalografic, compactitatea (porozitatea), omogenitatea fiind similare la modelele cu valoarea minimă a rezistivității electrice, respectiv la cele cu valoarea maximă, pentru toate tiporeperele.

Tabelul 1

Caracteristicile fizico-mecanice ale modelelor experimentale de contacte cu 45%Ag

Nr. crt.	Tiporeper 1			Tiporeper 2			Tiporeper 3			Tiporeper 4			Tiporeper 5		
	Densit. g/cm³	Durit. HB	Rezis. el. μΩ.cm	Densit. g/cm³	Durit. HB	Rezis. el. μΩ.cm	Densit. g/cm³	Durit. HB	Rezis. el. μΩ.cm	Densit. g/cm³	Durit. HB	Rezis. el. μΩ.cm	Densit. g/cm³	Durit. HB	Rezis. el. μΩ.cm
1	13,60	159	2,901	13,74	164	2,921	13,21	146	3,009	13,48		2,990	13,51		2,939
2	13,60	159	2,910	13,48	167	3,093	13,09	135	3,053	13,48		2,944	13,53		2,970
3	13,50	166	2,928	13,56	168	3,037	13,19	142	2,996	13,40		2,966	13,51		2,936
4	13,45	155	2,917	13,50	163	3,024	13,16	143	3,015	13,43		2,993	13,47		2,936
5	13,61	165	2,892	13,45	166	2,947	13,18	143	3,000	13,39		2,975	13,45		2,942
6	13,53	159	2,892	13,60	164	3,049	13,22	144	3,010	13,74		2,991	13,54		2,951
7	13,52	156	2,928	13,50	167	2,941	13,13	143	3,014	13,46		3,007	13,38		2,979
8	13,31	151	2,994	13,53	162	3,006	13,21	143	2,979	13,40		3,035	13,54		2,961
9	13,51	157	2,899	13,49	164	2,976	13,17	145	3,027	13,48		2,976	13,34		2,958
10	13,58	160	2,922	13,50	163	3,043	13,17	143	3,010	13,43	1)	3,008	13,43	1)	2,949
11	13,48	158	2,918	13,54	165	3,033	13,14	142	2,995	13,36		2,982	13,53		2,992
12	13,47	153	2,975	13,57	166	2,947	13,13	143	3,011	13,40		3,022	13,55		2,946
13	13,58	159	2,907	13,62	167	2,946	13,22	141	3,026	13,41		3,043	13,36		2,991
14	13,50	157	2,923	13,48	166	2,985	13,22	144	3,023	13,36		3,018	13,53		2,963
15	13,48	162	2,899	13,57	165	3,049	13,26	145	3,005	13,29		3,036	13,42		2,970
16	13,58	160	2,908	13,57	162	3,006	13,21	145	3,031	13,37		3,056	13,43		2,981
17	13,59	158	2,901	13,48	172	3,003	13,16	143	3,001	13,45		3,027	13,41		2,991
18	13,47	157	2,907	13,51	169	2,972	13,20	144	3,032	13,51		2,990	13,51		2,948
19	13,44	156	2,915	13,43	163	3,018	13,24	144	3,029	13,34	145	3,029	13,36	149	2,985
20	13,12	151	2,988	13,46	164	2,915	13,20	143	3,001	13,33	145	3,048	13,42	154	2,981
21	13,47	155	2,954	13,54	166	3,055	13,21	144	3,006	13,31	146	3,014	13,43	154	3,003
22	13,51	157	2,915	13,45	166	2,959	13,16	143	3,020	13,45	148	2,992	13,50	153	2,975
23	13,40	157	2,953	13,50	166	2,956	13,22	147	3,006	13,48	147	3,025	13,50	152	2,956
24	13,11	141	3,052	13,51	164	2,927	13,21	145	2,990	13,48	146	3,033	13,59	152	2,923
25	13,30	156	2,931	13,52	170	2,903	13,23	145	3,010	13,38	149	3,023	13,50	152	2,975
26	13,52	157	2,913	13,50	166	2,982	13,15	145	3,008	13,19	148	3,024	13,42	157	2,962
27	13,58	156	2,887	13,52	169	2,964	13,22	147	3,033	13,44	146	3,020	13,46	153	2,974
28	13,29	157	2,935	13,59	171	2,962	13,21	143	3,031	13,49	149	3,027	13,45	152	2,964
29	13,53	157	2,876	13,20	164	2,962	13,21	143	3,021	13,40	148	3,015	13,45	152	2,959
30	13,41	159	2,910	13,31	166	2,935	13,25	149	3,063	13,46	145	3,011	13,56	152	2,958
valori limită condiții laborator	13,1— 13,6	141— 166	2,88— 3,05	13,2— 13,7	162— 172	2,90— 3,09	13,1— 13,3	135— 149	2,98— 3,06	13,2— 13,7	145— 149	2,94— 3,06	13,4— 13,6	149— 157	2,92 2,99
conf.[2] N.I.	min. 12	100— 130	max. 3,7	min. 12	100— 130	max. 3,7	min. 12	100— 130	max. 3,7	min. 12	100— 130	max. 3,7	min. 12	100— 130	max. 3,7
conf.[2] DODUCO	12— 13	110— 130	4,16— 3,33	12— 13	110 130	4,16— 3,33	12— 13	110— 130	4,16— 3,33	12— 13	110— 130	4,16— 3,33	12— 13	110— 130	4,16— 3,33
conf.[2] COMPTOIR LYON	13	125— 160 HV	2,9	13	125— 160 HV	2,9	13	125— 160 HV	2,9	13	125— 160 HV	2,9	13	125— 160 HV	2,9
valori limită condiții industr.	13,6— 13,9	161— 165	2,97— 3,05	13,6— 13,9	157— 164	2,99— 3,19	13,6— 13,8	165— 170	3,01— 3,12	13,5— 13,8	164— 168	2,99— 3,17	13,8— 13,9	161— 165	3,08— 3,18

1) nu s-au determinat, pentru ca amprenta să nu afecteze încercările funcționale
2) corespund compozițiilor cu 50%Ag

Tabelul 2

Caracteristicile fizico-mecanice ale modelelor experimentale de contacte cu 40%Ag

	Tiporeper 1			Tiporeper 2			Tiporeper 3			Tiporeper 4			Tiporeper 5		
	Dens. g/cm³	Durit. HB	Rezis. el. μΩ.cm	Dens. g/cm³	Durit. HB	Rezis. el. μΩ.cm	Dens. g/cm³	Durit. HB	Rezis. el. μΩ.cm	Dens. g/cm³	Durit. HB	Rezis. el. μΩ.cm	Dens. g/cm³	Durit. HB	Rezis. el. μΩ.cm
Valori limită	13,57— 13,93	161— 165	2,97— 3,05	13,65— 13,93	157— 164	2,99— 3,19	13,60— 13,83	165— 170	3,01— 3,12	13,53— 13,77	164— 168	2,99— 3,17	13,81— 13,90	161— 165	3,08— 3,18
conf. N.I. (50%Ag)	min. 12	100— 130	max. 3,7	min. 12	100— 130	max. 3,7	min. 12	100— 130	max. 3,7	min. 12	100— 130	max. 3,7	min. 12	100— 130	max. 3,7
conf. DEGUSSA (60%W)	13,4	100— 130	3,7	13,4	100— 130	3,7	13,4	100— 130	3,7	13,4	100— 130	3,7	13,4	100— 130	3,7

Întrucît caracteristicile fizico-mecanice ale materialelor pentru contacte electrice nu sînt suficiente pentru a conchide însă asupra calităţii acestora, şi mai ales asupra compatibilităţii lor la un anumit tip de aparat, caracteristicile electrofuncţionale şi de fiabilitate fiind determinate în mod hotărîtor de specificul aparatului, încercările pe aparate sînt singurele concludente; rezultatele lor sînt decisive asupra acceptării sau, dimpotrivă, a respingerii unui material.

Pentru aceasta, din loturile de modele realizate s-au echipat cîte şase aparate, care au fost încercate în funcţiune la întreprinderea „Electroaparataj" — Bucureşti.

Încercările au constat în verificarea la:

— căderea de tensiune;
— încălzirea căilor de curent;
— rezistenţa la uzură electrică;
— capacitatea de închidere şi de rupere.

Toate aparatele echipate cu contacte wolfram-argint cu 45% Ag au corespuns încercărilor.

Pentru verificarea reproductibilităţii calităţii contactelor, pentru aceleaşi tiporepere s-au realizat şi în condiţii industriale loturi de cîte 50 buc. modele, care au fost supuse acelorași verificări fizico-mecanice — densitate, duritate, rezistivitate electrică. Rezultatele acestor verificări — trecute în completare la tabelul 1 — confirmă reproductibilitatea calităţii modelelor în condiţii industriale, susţinînd presupunerea că diminuarea conţinutului de argint al contactelor principale ale întrerupătoarelor automate de joasă tensiune de tip USOL la 45%Ag nu le afectează funcţionarea.

În a doua etapă a cercetărilor s-a încercat diminuarea mai pronunţată a conţinutului de argint al acelorași contacte, respectiv diminuarea la 40%Ag.

Pentru aceleaşi cinci tiporepere, şi în aceleaşi condiţii tehnologice, au fost realizate loturi de modele experimentale cu 40%Ag. Acestea au fost supuse verificărilor de:

— densitate, prin cîntărire hidrostatică;
— duritate, pe aparat Brinell;
— rezistivitate electrică, cu aparatul SIGMASCOP şi analizelor macro- şi microstructurale.

Valorile limită ale caracteristicilor, comparativ cu prevederile normei interne şi ale catalogului de produs al firmei DEGUSSA, sînt prezentate în tabelul 2. Se fac următoarele precizări:

— Toate măsurările de densitate au dat valori de peste 13,53 g/cm^3, ceea ce reprezintă peste 95% din valoarea teoretică (14,3 g/cm^3) — respectiv între 95 şi 97% din valoarea teoretică — evidenţiind o compactizare avansată a materialului. Se precizează că firma DEGUSSA prevede în catalogul produselor

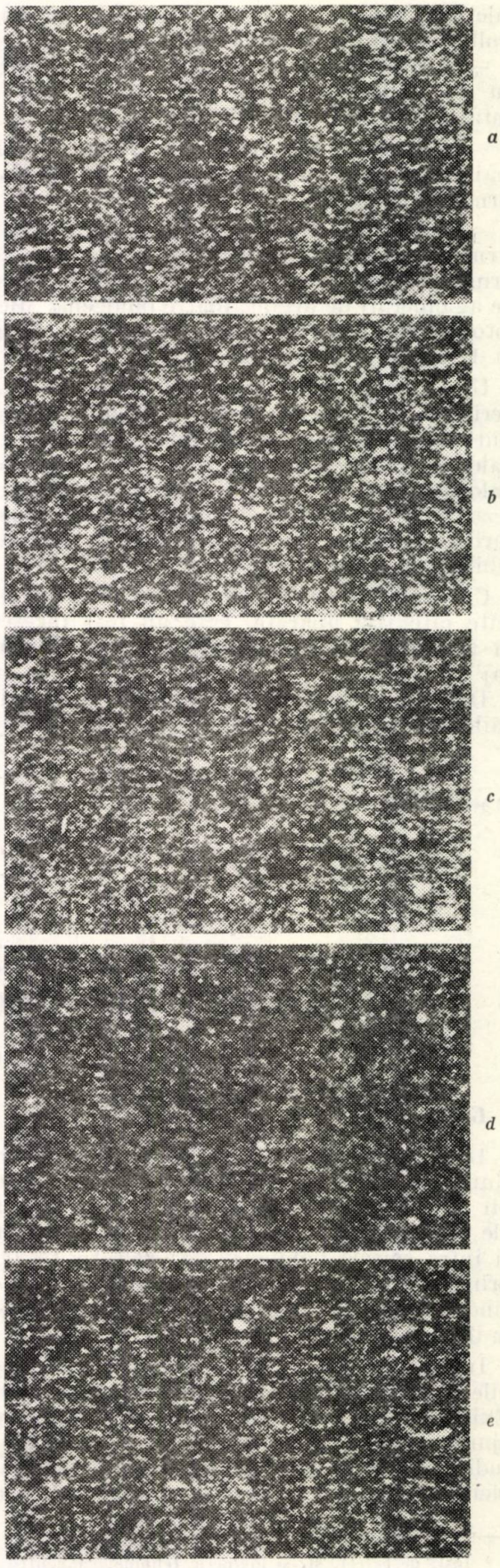


Fig. 1

sale densităţi de 13,4 g/cm³ pentru contactele wolfram-argint cu 60 %W.

— Toate măsurările de rezistivitate electrică au dat valori inferioare celor prevăzute în catalogul firmei DEGUSSA.

— Măsurările de duritate au evidenţiat valori mai mari decît cele prevăzute în catalogul firmei DEGUSSA.

— Controlul metalografic a evidenţiat o structură compactă, lipsită de pori (lucru confirmat, de altfel, de valorile densităţii), lipsită de aglomerări de argint, foarte omogenă. Microfotografiile respective sînt prezentate în figura 1 (a — e: tiporeperele 1 — 5).

Un aspect important evidenţiat de toate verificările făcute pe aceste modele l-a constituit omogenitatea rezultatelor, uniformitatea valorilor caracteristicilor (cîmp de dispersie a valorilor foarte restrîns — mai ales pentru rezistivitatea electrică şi densitate, la care măsurările s-au făcut pe fiecare bucată), reproductibilitatea calităţii deci.

Cu modelele din aceste loturi au fost echipate cîte trei aparate, care au fost încercate în funcţiune la întreprinderea „Electroaparataj".

Deşi au corespuns la verificarea la încălzirea căilor de curent, aparatele nu au corespuns însă la verificarea la capacitatea de închidere şi de rupere.

Pentru a verifica încă o dată dacă într-adevăr diminuarea conţinutului de argint al contactelor este cauza reală a „căderii" aparatelor — ştiindu-se că rezultatele încercărilor pot fi afectate şi de abaterile tolerate şi defectele altor componente electrice şi mecanice ale acestora — cercetările trebuie continuate.

În orice caz, numai diminuarea la 45 % a conţinutului de argint al contactelor principale wolfram-argint ale întreruptoarelor automate de joasă tensiune de tip USOL poate determina o sensibilă reducere a consumului de argint.

Bibliografie

[1] *Schreiner, H.* Pulwermetallurgie elektrischer Kontacte.
[2] *Schreiner, H., Siemens, A.G.* Sintered materials for electrical contacts in power engineering and their properties. In: Science of sintering, **vol. 7**, nr. 2, 1975.
[3] *Stolarz, S.* Sintered electrical contacts. In: Science of sintering, **vol. 7**, nr. 2, 1975.
[4] *Stevens, A., J.* Powder metallurgy solutions to electrical contact problems. In: Powder metallurgy, vol. 17, nr. 34, 1974.
[5] DODUCO, Cuwodur, Siwodur, Matériaux frittés pour puissances de coupure extrèmes.
[6] COMPTOIR LYON-ALEMAND, *Matériaux de contact.*
[7] DEGUSSA, Elektrische Kontakte.

CZ 621.317.2:621.34; 621.317:726

ÎNALTĂ TENSIUNE
ÎNCERCARE
MAŞINI ELECTRICE
IMPULSURI REPETATE

Metode moderne pentru încercarea izolaţiei între spirele înfăşurărilor maşinilor electrice de înaltă tensiune

D. C. RUCINSCHI, M. DUMITRESCU, TH. VASCAN * — BUCUREŞTI

Generalităţi

La maşinile electrice rotative de înaltă tensiune (hidro şi turbogeneratoare) este deosebit de important să se depisteze punctele slabe ale izolaţiei între spirele bobinajelor statorice şi între spirele bobinelor de excitaţie încă din primele faze ale procesului tehnologic, atunci cînd măsurile de remediere ce se pot lua sînt mult mai puţin costisitoare.

În condiţii normale de funcţionare tensiunile care apar între spire nu depăşesc 300 V. Există însă cazuri cînd la bornele maşinii pot ajunge supratensiuni tranzitorii a căror amplitudine poate depăşi de cîteva ori tensiunea de lucru. Aceste supratensiuni avînd pante abrupte se repartizează neliniar de-a lungul înfăşurării şi solicită în special spirele bobinelor de intrare pe care se repartizează cea mai mare parte din tensiune. Drept urmare în punctele unde izolaţia este slăbită se va produce străpungerea care va duce din urmă la scoaterea din funcţiune a maşinii.

Defectele care apar pot fi de mai multe feluri şi dacă pentru scurtcircuite nete între spire există deja metode, puse la punct, de depistare cu tensiuni relativ joase [1], [2], în procesul de confecţionare şi introducere a bobinelor în crestătură pot apare o serie de defecte cum ar fi izolaţie întreruptă, izolaţie slăbită prin acţiunea unor factori mecanici, chimici, termici, care necesită tensiuni mari pentru a fi puse în evidenţă. Deoarece însă, la frecvenţe joase (50 Hz), impedanţa bobinelor este mică şi ar necesita surse de încercare de puteri extrem

* Inst. de cercet. şt. şi inginerie tehnologică pentru ind. electrotehnică (ICPE) Bucureşti.

de mari, în ultimii ani au fost dezvoltate o serie de metode bazate pe aplicarea directă a unor unde de înaltă tensiune și frecvență ridicată (50—100 kHz) care solicită izolația între spire și produce străpungerea în punctele slabe.

1. Metode de încercare

O primă metodă, descrisă în [3], se bazează pe schema de principiu din figura 1.

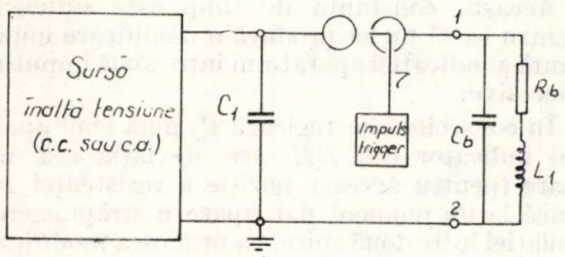


Fig. 1. — Schema de principiu a metodei Wellauer: L_1 — inductivitatea bobinei de încercat; R_b — rezistența bobinei de încercat; C_b — capacitatea proprie a bobinei de încercat.

Sursa de înaltă tensiune încarcă condensatorul C_1 cu tensiunea de încercare și un dispozitiv electronic de triggerare comandă amorsarea eclatorului, la bornele 1—2 apărînd o tensiune de formă oscilantă amortizată a cărei frecvență este aproximativ:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1(C_1 + C_b)}}. \qquad (1)$$

Această tensiune, a cărei valoare de vîrf este aproximativ egală cu tensiunea de încărcare a condensatorului C_1, solicită izolația între spire și se poate întîmpla ca izolația să fie străpunsă în punctele mai slabe. În acest moment inductivitatea L_1 și capacitatea C_b se vor schimba, ceea ce va conduce la modificarea frecvenței f și a factorului de calitate (respectiv a amortizării) circuitului oscilant, modificări ce pot fi depistate fie oscilografiind forma tensiunii între punctele 1 și 2, fie printr-o metodă de rezonanță care va fi descrisă în paragraful 2. Schema din figura 1 reprezintă dezavantajul că atunci cînd bobina de încercat are un număr mare de spire, schimbările de formă ale tensiunii oscilant amortizate sînt greu de distins, datorită faptului că la scurtcircuit între spire variațiile ΔL_1 și ΔC_b sînt mici comparativ cu L_1 și C_b, putînd, în anumite cazuri, să fie de același ordin de mărime cu erorile instrumentelor utilizate pentru detectarea defectelor.

Pentru bobinele cu număr mare de spire (cum sînt bobinele de excitație) este mai potrivită schema de încercare în cuplaj simetric (fig. 2), propusă pentru prima oară de Liptak și Schuler [4].

Schema funcționează în cele două ramuri ale sale identic cu cea din figura 1. Deosebirea constă în faptul că sînt conectate simultan două bobine și tensiunile care apar la bornele 0—1 și 0—2 sînt comparate pe ecranul unui osciloscop cu două spoturi. Tensiunile U_1 și U_2 sînt opuse ca polaritate și dacă cele două bobine sînt identice pe ecran apar două tensiuni oscilant amortizate ca în figura 3.

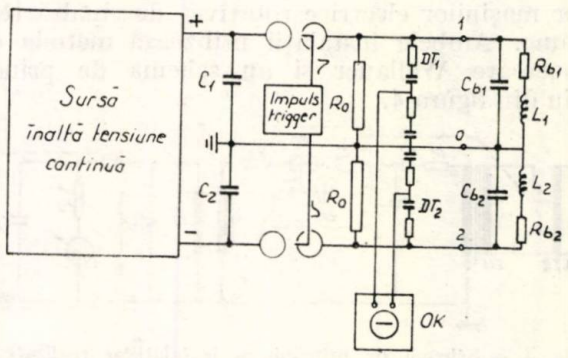


Fig. 2. — Schema de încercare în cuplaj simetric: R_0 — rezistențe de egalizare; DT_1, DT_2 — divizoare de tensiune; celelalte notații ca în figura 1. Indicii 1 și 2 se referă la două bobine de încercat identice.

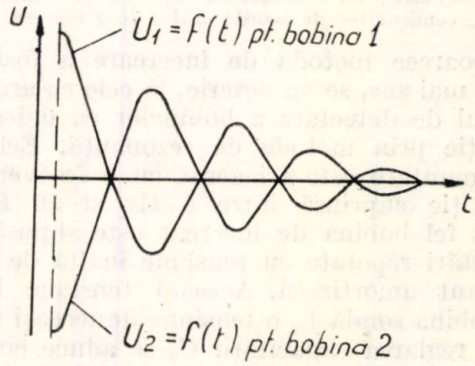


Fig. 3. — Formele tensiunilor de încercare măsurate la bornele celor două bobine.

Este evident că, pentru cazul a două bobine identice, suma algebrică a celor două tensiuni satisface egalitatea:

$$\Delta U = U_1 + U_2 = 0. \qquad (2)$$

Se observă ușor că atunci cînd în una din bobine apare un defect $\Delta U \neq 0$. Utilizînd osciloscopul în cuplaj diferențial se poate obține pe ecran o curbă care reprezintă pe ΔU și care este o linie dreaptă cînd nu există defect în izolație sau o oscilație amortizată de o frecvență oarecare (depinzînd de diferența între frecvențele lui U_1 și U_2), atunci cînd în una din bobine există un defect între spire. Metoda este deosebit de avantajoasă deoarece permite utilizarea treptelor de sensibilitate mare de la osciloscop și de asemenea permite o apreciere fără echivoc, „bun" sau „rău", funcție de forma lui ΔU.

2. Instalații realizate în ICPE

Pe linia preocupărilor constante ale colectivului laboratorului TTI de a pune la dispoziția industriei instalații de încercare a izolației cu diverse forme de tensiuni înalte [1], [2], [5], au fost proiectate și executate două instalații pentru încercarea izolației între spirele bobinelor mașinilor electrice rotative de înaltă tensiune. Ambele instalații utilizează metoda de încercare Wellauer și au schema de principiu din figura 4.

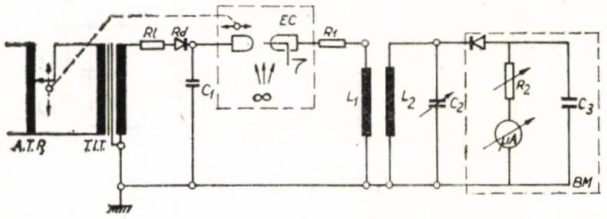


Fig. 4. — Schema de principiu a instalațiilor realizate în ICPE: ATR — autotransformator reglabil 220V/0...220V; 50A; TIT — transformator înaltă tensiune 220V/30kV — 8,5 kVA; R_l — rezistență de limitare; R_d — redresor de înaltă tensiune; C_1 — condensator; L_1 — inductivitatea bobinei de încercat; EC — eclator de comutare; R_1 — rezistență de amortizare; L_2 — inductivitatea bobinei sondă; C_2 — condensator de acord; BM — bloc măsură.

Deoarece metoda de încercare a fost descrisă mai sus, se va descrie, în cele ce urmează, modul de detectare a bobinelor cu defecte de izolație prin metoda de rezonanță. Eclatorul de comutare este triggerat cu o frecvență de repetiție cuprinsă între 5 Hz și 50 Hz. În acest fel bobina de încercat este supusă unei solicitări repetate cu tensiune înaltă de formă oscilant amortizată. Această tensiune induce în bobina sondă L_2 o tensiune de aceeași formă. Prin reglarea capacității C_2 se aduce circuitul de măsură L_2C_2 la rezonanță. Detecția este realizată prin citire pe microampermetrul din blocul de măsură BM, care la rezonanță are deviație maximă. Blocul de măsură este practic un aparat de măsură a valorii de vîrf a cărui sensibilitate se reglează în trepte prin rezistența R_2. Valoarea minimă a rezistenței R_2 este de circa 200 kohmi ceea ce asigură împreună cu condensatorul de încărcare $C_3 = 1\mu F$ o constantă de timp de descărcare minimă:

$$\tau_{desc} = R_2C_3 = 200 \text{ ms}. \qquad (3)$$

Această constantă de timp este suficientă pentru ca să nu se producă o modificare importantă a indicației aparatului între două impulsuri succesive.

În consecință se reglează C_2 pînă cînd aparatul indicator din BM are deviația cea mai mare (pentru aceeași poziție a rezistenței R_2). Dacă la un moment dat apare o străpungere a izolației între două spire, ca urmare a modificării frecvenței de oscilație a circuitului oscilant L_1C_1, circuitul de măsură L_2C_2 nu se mai află la rezonanță, ceea ce are drept efect scăderea sensibilă a indicației la aparat. În acest mod se depistează apariția unui defect în bobina de încercat.

Cele două instalații au fost executate pentru IEP — Craiova și IMG — București și prezintă următoarele particularități:

2.1. *Instalația pentru întreprinderea „Electroputere" — Craiova* — sursa de înaltă tensiune este un transformator 220V/30kV; 8,5 kVA care încarcă direct condensatorul C_1 de 0,033μF. Reglajul tensiunii primare se face cu un autotransformator reglabil manual. Printr-o demultiplicare corespunzătoare deplasarea cursorului în sensul creșterii tensiunii reglate (deci și a tensiunii înalte) comandă și creșterea distanței între sferele eclatorului de comutație, în așa fel încît pentru orice tensiune, distanța la sfere să se găsească în plaja de amorsare comandată a eclatorului (fig. 5).

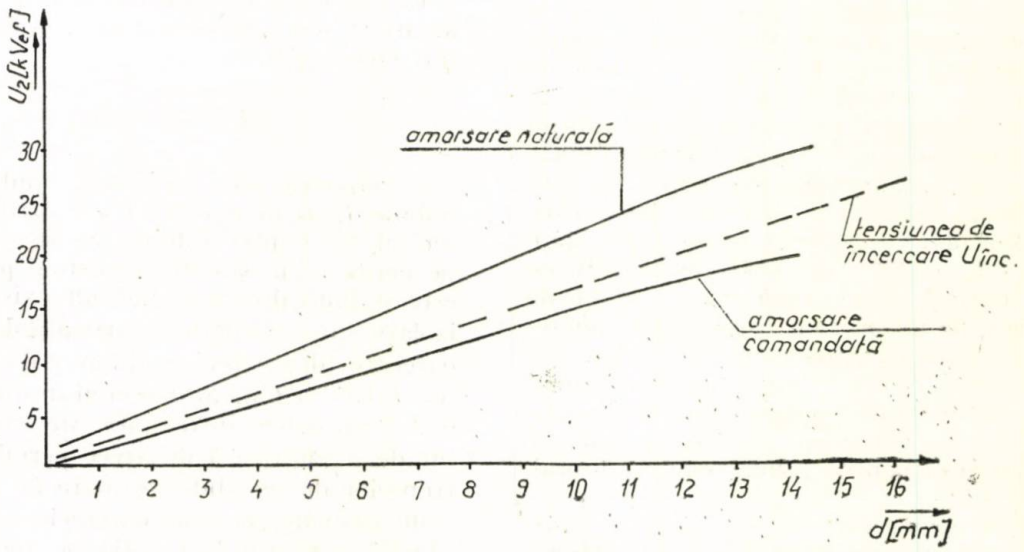


Fig. 5. — Caracteristicile de amorsare și de reglaj ale eclatorului de comutare.

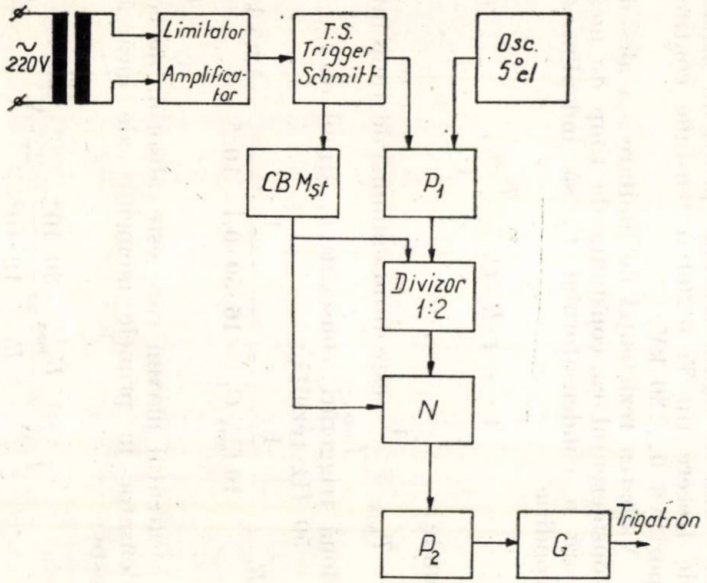


Fig. 6. — Schema-bloc a comenzii electronice de triggerare sincronizată pe maximul tensiunii alternative.

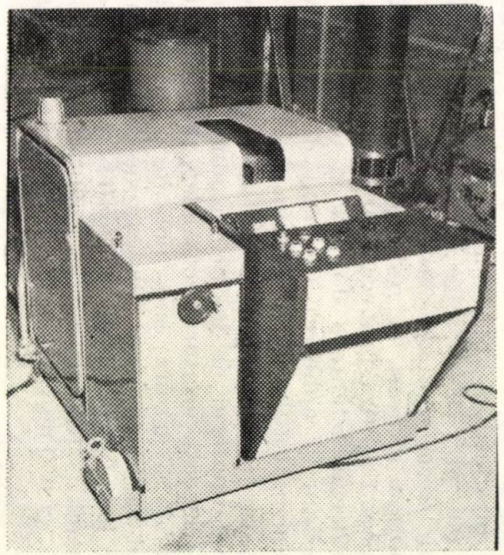


Fig. 8. — Vedere de ansamblu a instalației realizate pentru I.E.P. Craiova.

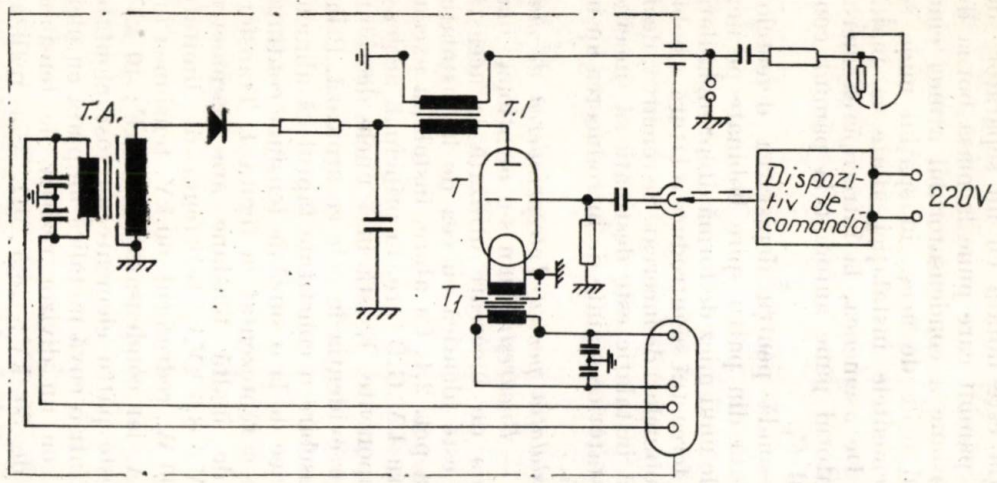


Fig. 7. — Schema de principiu a trigatronului : *T.A.* — transformator de tensiune anodică ; *T.I.* — transformator de impuls ; *T* — tiratron de impuls.

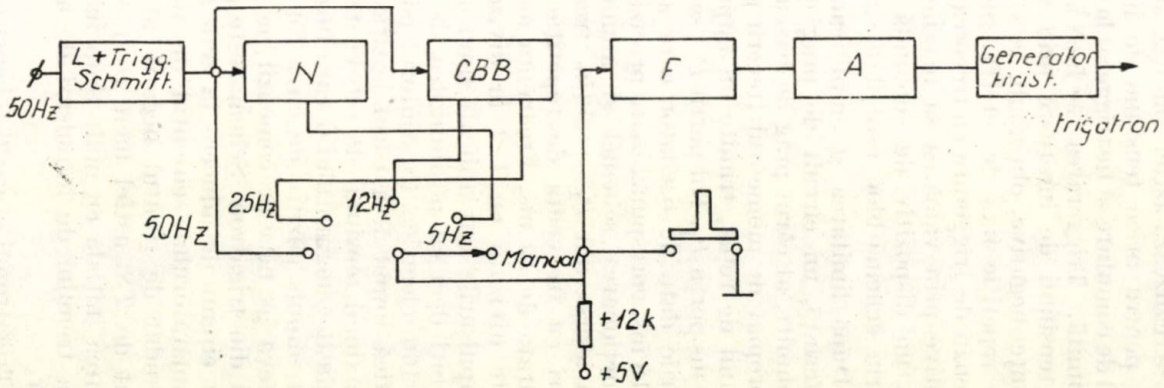


Fig. 9. — Schema-bloc a dispozitivului electronic de triggerare cu diverse frecvențe de repetiție.

Se realizează astfel condiţia absolut necesară ca pentru orice tensiune de încercare eclatorul de comutare să fie triggerat la fiecare comandă primită. Triggerarea se face la fiecare trecere a tensiunii de încercare prin maximul alternanţei negative, obţinîndu-se astfel o frecvenţă de repetiţie fixă de 50 Hz. Sincronizarea comenzii de triggerare cu trecerea tensiunii alternative prin valoarea sa maximă se realizează cu un dispozitiv de comandă electronică, a cărui schemă-bloc este dată în figura 6.

După limitarea şi amplificarea tensiunii de referinţă, un circuit de prag de tipul trigger Schmitt, al cărui prag de basculare este foarte apropiat de momentul trecerii prin zero a tensiunii de reţea, trimite un impuls lat de circa 10 ms porţii P_1. Tot porţii P_1 i se aplică şi impulsurile date de oscilator care au frecvenţa de 5/18 ms, corespunzătoare preciziei dorite pentru funcţionarea schemei şi anume 5° electrice. La ieşirea din P_1 se obţin trenuri de impulsuri cu frecvenţa de repetiţie de 5/18 ms şi durata de 10 ms. Frecvenţa acestor impulsuri este divizată cu 1 :2 în divizorul D şi apoi impulsurile sînt aplicate unui numărător N cu 4 biţi deci cu posibilitatea de numărare pînă la 160° electrice. Cu ajutorul porţii P_2 se decodifică impulsul a cărui poziţie corespunde cu maximul tensiunii de reţea; acest impuls este aplicat generatorului G care furnizează la ieşire un impuls pozitiv de circa 150 V şi durata de cîteva μs necesar comenzii pe grila tiratronului din trigatron. Schema este prevăzută şi cu un circuit de aducere la zero a divizorului şi numărătorului; circuitul de ştergere este comandat de frontul negativ al impulsului lat dat de TS, astfel încît D şi N sînt aduse în starea iniţială cu mult timp înainte de aplicarea trenului de impulsuri de numărare următor.

Trigatronul, a cărui schemă de principiu este dată în figura 7, transformă prin intermediul tiratronului şi a transformatorului de impuls, impulsul de circa 150 V, primit pe grila tiratronului, într-un impuls de circa 5 kV care se aplică prin intermediul unui condensator de cuplaj de 1 000 pF; 40 kV între electrodul trigger şi calota sferei fixe a eclatorului de comutare. Se obţine, în acest fel, o descărcare disruptivă în spaţiul dintre sfere, care provoacă amorsarea întregii distanţe d stabilită în acel moment la eclator şi aplicarea tensiunii de încărcare a condensatorului C_1 pe bobina de încercat.

Toate părţile componente ale instalaţiei (transformatorul de înaltă tensiune, regulatorul, triggerul, eclatorul comandat, pupitrul de comandă şi măsură) sînt montate pe un şasiu mobil care permite deplasarea instalaţiei dintr-un loc în altul. A rezultat astfel o construcţie compactă cu dimensiunile 1 600 mm × 1 200 mm — 1 050 mm şi greutate aproximativ 500 kg (fig. 8).

Instalaţia este dotată cu un separator de punere la pămînt care pune la masă borna de înaltă tensiune a condensatorului atunci cînd se deschid uşile de acces în spaţiul unde se găsesc elementele instalaţiei aflate la înaltă tensiune. De asemenea, la întreruperea lucrului separatorul pune automat la pămînt condensatorul C_1.

Bobina-sondă pentru depistarea defectelor este formată din patru spire bobinate pe una din laturile unui miez de formă dreptunghiulară în a cărui fereastră se introduce o latură a bobinei (sau bobinelor) de încercat. Se remarcă, deci, că această instalaţie este destinată să încerce bobinele statorice înainte de introducerea lor în crestătură.

2.2. *Instalaţia pentru Intreprinderea de maşini grele — Bucureşti.* Cum s-a menţionat mai sus metoda de încercare utilizată la această instalaţie este identică cu cea de la instalaţia descrisă la pct. 2.1. Ca atare, instalaţia executată pentru I.M.G.B. are, în principal, aceleaşi părţi componente. Există însă unele deosebiri care se vor evidenţia în cele ce urmează. Principala deosebire o constituie faptul că alimentarea se face de la o sursă de tensiune continuă aşa cum s-a reprezentat în figura 4. Transformatorul de înaltă tensiune are parametrii 220V/30kV; 8,5 kVA, rezistenţa de limitare 12 kΩ; 300 W, redresorul 60 kV, tensiunea inversă; 6 A, iar condensatorul 0,1 μF; 40 kV. Toate aceste patru elemente au fost montate la un loc într-o cuvă metalică umplută cu ulei, împreună cu un divizor rezistiv de tensiune continuă de 30 kV; 28,5 MΩ. S-a realizat astfel o grupă de încărcare care este alimentată cu tensiune reglabilă 0...220 V şi furnizează la borna de înaltă tensiune printr-un izolator de trecere tip Ti 6/200 o tensiune continuă pozitivă 0...30 kV.

Valoarea rezistenţei de limitare s-a ales din considerentul ca, constanta de timp de încărcare a condensatorului C_1 să îndeplinească condiţia:

$$4\tau = 4 \cdot R_l \cdot C_1 \leqslant \frac{T_{min}}{4}, \qquad (4)$$

unde:

$T_{min} = \frac{1}{f_{max}}$ este durata minimă de timp între două triggerări consecutive, ştiind că $f_{max} = 50$ Hz rezultă:

$$R_l \leqslant \frac{1}{16 f_{max} C_1} = \frac{1}{16 \cdot 50 \cdot 0{,}1 - 10^{-6}} = 12{,}5 \text{ kΩ}. \qquad (5)$$

Curentul maxim care este absorbit de condensator în primele momente ale încărcării este:

$$I_{max} = \frac{U_{max}}{R_l} = \frac{30 \cdot 10^3}{12 \cdot 10^3} = 2{,}5 \text{ A}. \qquad (6)$$

În consecinţă s-au ales pentru redresor diode 6 Si 15 care au $I_{dN} = 6A$ şi $U_i = 1\,500$ V. Redresorul este format din 60 diode de acest tip, în paralel cu fiecare diodă fiind conectat un condensator ceramic de 220 pF; 2 kV şi o rezistenţă de 1,6 MΩ; 1 W în scopul uniformizării repartiţiei tensiunii pe diode în regim continuu şi de impuls.

Utilizarea tensiunii continue pentru încărcarea condensatorului C_1 permite să se triggereze eclatorul de comutare cu frecvenţe de repetiţie mai mici de 50 Hz. Pentru această instalaţie s-au ales frecvenţele de repetiţie de 50 Hz; 25 Hz; 12 Hz; 5 Hz, o frecvenţă de repetiţie mai mică de 5 Hz nefiind convenabilă [6], datorită faptului că indicaţia aparatului de detecţie din blocul de măsură BM nu mai este stabilă. A fost necesar să se prevadă şi frecvenţe mai mici de 50 Hz, deoarece la tensiuni peste 20kV, datorită energiei mult mai mari a condensatorului comparativ cu instalaţia precedentă, arcul electric care se forma între sferele eclatorului de comutare nu se stingea în intervalul dintre două impulsuri consecutive ceea ce conducea la neregularităţi în funcţionarea instalaţiei. Pentru stingerea arcului s-a utilizat suflajul cu aer, cu ajutorul unei turbosuflante acţionate de un motor de c.a. cu colector 220 V; 3 000 rot/min.

În figura 9 este dată schema-bloc a dispozitivului electronic de triggerare. Se observă că şi aici există la început un limitator, amplificator şi un trigger Schmitt care furnizează direct frecvenţa de repetiţie de 50 Hz (care la această schemă nu mai trebuie să fie sincronizată cu reţeaua). Impulsurile de la triggerul Schmitt sînt aplicate apoi unui numărător decadic N care divizează cu 10, obţinîndu-se frecvenţa de 5 Hz. Aceleaşi impulsuri de la triggerul Schmitt sînt aplicate unui bistabil CBB care realizează divizarea cu 2, deci frecvenţa de 25 Hz, şi acestea comandă al doilea bistabil deci se obţine frecvenţa de 12 Hz. Impulsurile obţinute cu frecvenţele de 5 Hz, 12 Hz, 25 Hz şi 50 Hz sînt formate în formatorul F, aplicate ca şi la cealaltă instalaţie generatorului G care furnizează la ieşire impulsuri de amplitudine 150 V pe frecvenţele de mai sus, pentru comanda tiratronului din trigatron care are în principiu aceeaşi schemă din fig. 7.

O altă deosebire faţă de instalaţia precedentă o constituie eclatorul de comutaţie care este compus din două semisfere cu diametrul Ø100 montate într-un tub de pertinax cu flanşe la capete pentru rigidizarea ansamblului. Şi aici semisfera mobilă care este legată la borna de înaltă tensiune printr-o rezistenţă de amortizare de 580 Ω neinductivă, este acţionată printr-o tijă izolantă de mişcarea cursorului regulatorului de tensiune. Mişcarea este demultiplicată în raportul aproximativ 1 :30 în scopul menţinerii curbei $U_{inc} = f(d)$ în zona de amorsare comandată a eclatorului. La această instalaţie regulatorul este acţionat electric.

Toată partea de comandă, reglaj semnalizare şi măsură (cu excepţia trigatronului) a fost dispusă într-un panou cu rack-uri de dimensiunea standard de 19″. Panoul de comandă împreună cu grupa de încărcare, trigatronul, eclatorul etc., sînt montate pe un şasiu mobil cu dimensiunile aproximative 1 350 mm × ×1 200 mm — 1 600 mm. Greutatea totală a instalaţiei nu depăşeşte 800 kg.

Deoarece experimentări cu instalaţia precedentă au arătat că nu este absolut necesar un miez magnetic pentru bobina sondă, la această instalaţie bobina sondă este formată dintr-o spiră aşezată pe un cadru de Al reglabil ca dimensiuni. Pentru măsură se aşează bobina sondă cu una din laturi paralelă şi foarte apropiată de una din laturile bobinei de încercat. Semnalul cules este suficient pentru ca circuitul rezonant L_2C_2 să fie acordat, iar blocul de măsură BM să prezinte o indicaţie suficient de mare în toată gama de tensiuni de încercare. La solicitarea beneficiarului instalaţia a

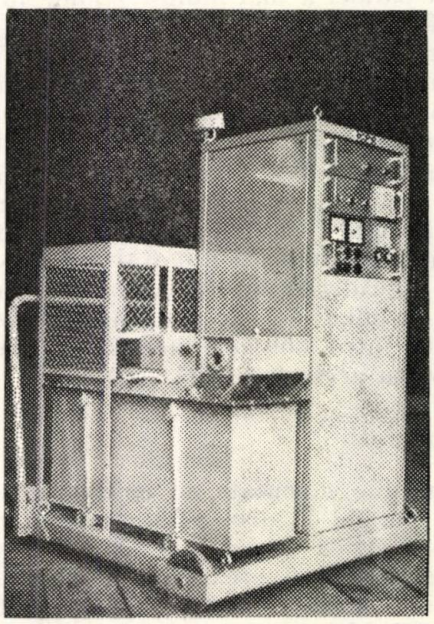


Fig. 10. — Vedere de ansamblu a instalaţiei realizate pentru I.M.G. Bucureşti.

fost prevăzută cu un dispozitiv care să permită încercarea bobinelor şi după montarea lor în stator, înainte de lipirea capetelor de bobină. În acest scop se foloseşte aceeaşi bobină-sondă descrisă mai sus, care se montează pe un braţ rotativ. Acest braţ se învîrteşte în jurul unui ax central, care este fixat prin trei picioare reglabile pe filet, centrat în interiorul statorului. În acest fel bobina-sondă este adusă succesiv cu una din laturi în dreptul cîte unei laturi a fiecărei bobine, avînd grijă să se păstreze în permanenţă aceeaşi distanţă faţă de suprafaţa interioară a statorului.

3. Experimentări

Experimentările și încercările pe bobine, efectuate cu instalațiile realizate au arătat că, așa cum s-a prevăzut din descrierea modului de funcționare a schemei Wellauer (cap. 1), metoda de detecție prin rezonanță a defectelor de izolație dă bune rezultate la bobinele cu număr mic de spire cum sînt bobinele statorice de la mașinile de puteri mari. În aceste cazuri indicația aparatului de măsură scade, la apariția unui defect, pînă la 20% sau mai puțin din indicația avută în cazul bobinei fără defect. Pentru verificare s-au oscilografiat tensiunile la bornele circuitelor L_1C_1 și L_2C_2 în cele două cazuri (fig. 11).

Se poate observa scăderea substanțială a tensiunii la bornele circuitului L_2C_2 la apariția defectului (defectul fiind provocat prin scurtcircuitarea cu un conductor a spirelor 1 și 2 din bobină) și creșterea frecvenței tensiunii oscilant amortizate din circuitul L_1C_1, ca urmare a micșorării inductivității L_1.

Cu instalația executată pentru IEPC s-au făcut experimentări privind posibilitatea încercării în paralel a mai multor bobine în scopul creșterii productivității. S-a constatat că pot fi încercate simultan pînă la 4 bobine, dar că acest lucru face ca atunci cînd apare un defect într-una din bobine scăderea indicației la aparat să fie numai pînă la circa 75—80% din indicația în cazul fără defect. La un număr mai mare de bobine scăderea indicației ar fi mai mică și nu mai poate fi făcută cu precizie deosebirea între scăderile indicației, datorită apariției unui defect și scăderile datorită unor cauze externe (mici neregularități în amorsarea eclatorului, diferențe între bobinele încercate chiar dacă sînt pentru aceeași mașină ș.a.).

4. Concluzii

Instalațiile executate au corespuns scopului propus punînd la dispoziția producătorilor de mașini electrice de înaltă tensiune o posibilitate de verificare prealabilă a izolației între spirele bobinelor statorice. Metoda utilizată are o serie de avantaje:

— produce o solicitare suficient de mare a izolației între spire pentru a pune în evidență punctele slabe ale izolației;

— sensibiliatea metodei de detecție a defectelor este suficient de ridicată și poate fi reglată cu condiția ca numărul de spire al bobinelor încercate să nu depășească 10—20 spire;

— instalația care rezultă este ușor de mînuit și transportat, iar depistarea defectelor poate fi făcută și de personal nespecializat.

Utilizînd această metodă (ca și cealaltă metodă pentru bobine cu număr mare de spire) se îmbunătățește mult fiabilitatea bobinajelor mașinilor electrice de înaltă tensiune deoarece

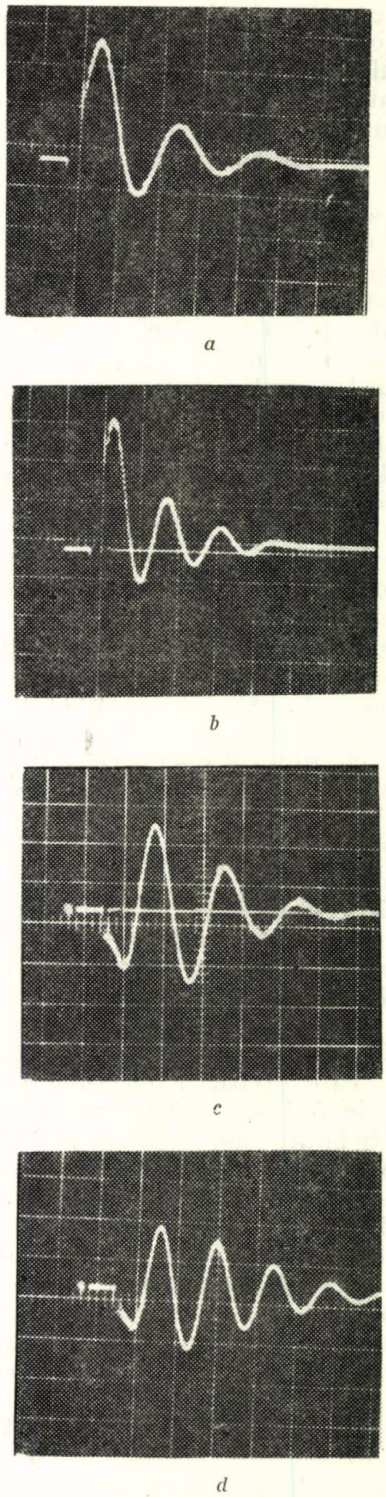


Fig. 11. — a — Tensiunea la bornele circuitului L_1C_1 fără defect; baleiaj 10 μs/div; sensibilitate 1kV/div;
b — tensiunea la bornele circuitului L_1C_1 cu defect;
baleiaj 10 μs/div; sensibilitate 0,75 kV/div;
c — tensiunea la bornele circuitului L_2C_2 fără defect;
baleiaj 10 μs/div; sensibilitatea 50 V/div;
d — tensiunea la bornele circuitului L_2C_2 cu defect;
baleiaj 10 μs/div.; sensibilitate 10 V/div.

metoda furnizează o dovadă incontestabilă că solicitări cu supratensiuni de scurtă durată, în exploatare, vor fi suportate fără riscul deteriorării (fără considerarea îmbătrînirii izolației datorită solicitărilor mecanice și termice).

Bibliografie

[1] *Tănăsescu, F.* Instalație pentru determinarea scurtcircuitului la bobinele mașinilor electrice de înaltă tensiune. În : Electrotehnica 8, nr. 6, 1960, p. 188—193.

[2] *Vascan, Th., Cleja, V.* și *Andreescu, M.* Defectoscopia izolației mașinilor electrice cu impulsuri de tensiune. Documentație I.C.E.T. 1963.

[3] *Kränkel, D., Schuler, R.* A method for checking the turn insulation of form-wound coil windings for high — voltage rotating machines. În : Brown — Boveri Revue **57** nr. 4, 1970 p. 191—196.

[4] *Liptak, G., Schuler, R.* A high — voltage method of testing winding insulation, especially for field windings of rotating machines. Third International Symposium on High-Voltage Engineering — Rap. 43.18 — Milano aug 1978.

[5] *Vascan, Th., Costina, D.* Studiu experimental privind fenomene de impuls în mașinile electrice rotative În : Electrotehnica 12 nr. 4, 1964 p. 125—132.

[6] * * * — Appareils d'essai d'isolation des enroulements — serie WP. Prospect F 190.2 al firmei HAEFELY

CZ 621.316.052 :621.3.015.32

SISTEME ELECTRICE
REGIM TRANZITORIU

Studiul regimului tranzitoriu al sistemelor electrice cu ajutorul calculatorului electronic

ZAMFIR MIHAIL, SUTRU PETRE* — BUCUREȘTI

1. Aria de manifestare a fenomenelor tranzitorii

Teoria fenomenelor tranzitorii s-a dezvoltat considerabil, afirmîndu-se tot mai mult în ultimile decenii ca un capitol de bază al electrotehnicii. Această teorie se remarcă printr-un pronunțat caracter aplicativ, ea căpătînd, în general la proiectarea și în expoatarea sistemelor electrice, aceeași importanță ca și procesele staționare în regimurile normale de funcționare. Mai mult decît atît, unele dintre fenomenele tranzitorii accidentale, cum sînt scurtcircuitele în rețele, instabilitatea funcționării generatoarelor, perturbările produse pe liniile de transport datorită supratensiunilor atmosferice, prezintă o asemenea importanță încît condițiile impuse de aceste fenomene joacă un rol predominant la dimensionarea sistemelor electrice moderne.

Se definesc regimuri tranzitorii, acele regimuri ale circuitelor electrice, ale mașinilor și ale aparatelor, care apar datorită unor influențe nestaționare. În principiu, nu are importanță dacă perturbarea este provocată voit sau accidental, sau dacă noul regim de funcționare al sistemului, care urmează regimul tranzitoriu, este stabil sau instabil; caracteristică pentru aceste fenomene este, cel mai adesea, creșterea considerabilă a curenților sau a tensiunilor.

O serie de „probleme speciale" ale sistemelor electrice sînt legate sau chiar bazate pe teoria fenomenelor tranzitorii : comutația în mașinile rotative, redresarea și ondularea în aparatele ionice, scurtcircuitele în rețelele electrice, reglarea și comanda automată, protecția prin relee și stabilitatea funcționării în paralel etc.

Un studiu detailat al fenomenelor tranzitorii, înseamnă acoperirea unei arii vaste de manifestare (fig.1), fără a avea pretenția de a acoperi integral posibilitățile lor de apariție.

2. Metode de analiză și studiu pentru regimul tranzitoriu al sistemelor electrice

În figura 2 este reprezentată „familia" metodelor de studiu pentru regimurile tranzitorii ale sistemelor electrice, dar trebuie menționat că cele mai multe din aceste metode au un domeniu restrîns de aplicare, cele mai utilizate fiind : metoda operațională (transformata LAPLACE), metoda integrării directe a ecuațiilor diferențiale și metoda descompunerii spectrale (analiza FOURIER).

Mai trebuie precizat că, majoritatea acestor metode pot fi organizate sub formă de „algoritm" de lucru pe calculatorul electronic, deci metodele de lucru pe calculator sînt mai generale decît metodele analitice, nu datorită unor noutăți în structura „algoritmilor", ci numai datorită „puterii de memorare" și a „vitezei de lucru" ale calculatorului. Privind față în față figurile 1 și 2, se poate constata ce domeniu vast trebuie studiat și cît de sărac este „instrumentarul" analitic de lucru de care se dispune. Apare deci, mai mult în evidență, necesitatea utilizării calculatorului electronic în astfel de probleme. Bineînțeles, că utiliza-

* Întreprinderea „Industria tehnico-medicală " — București.

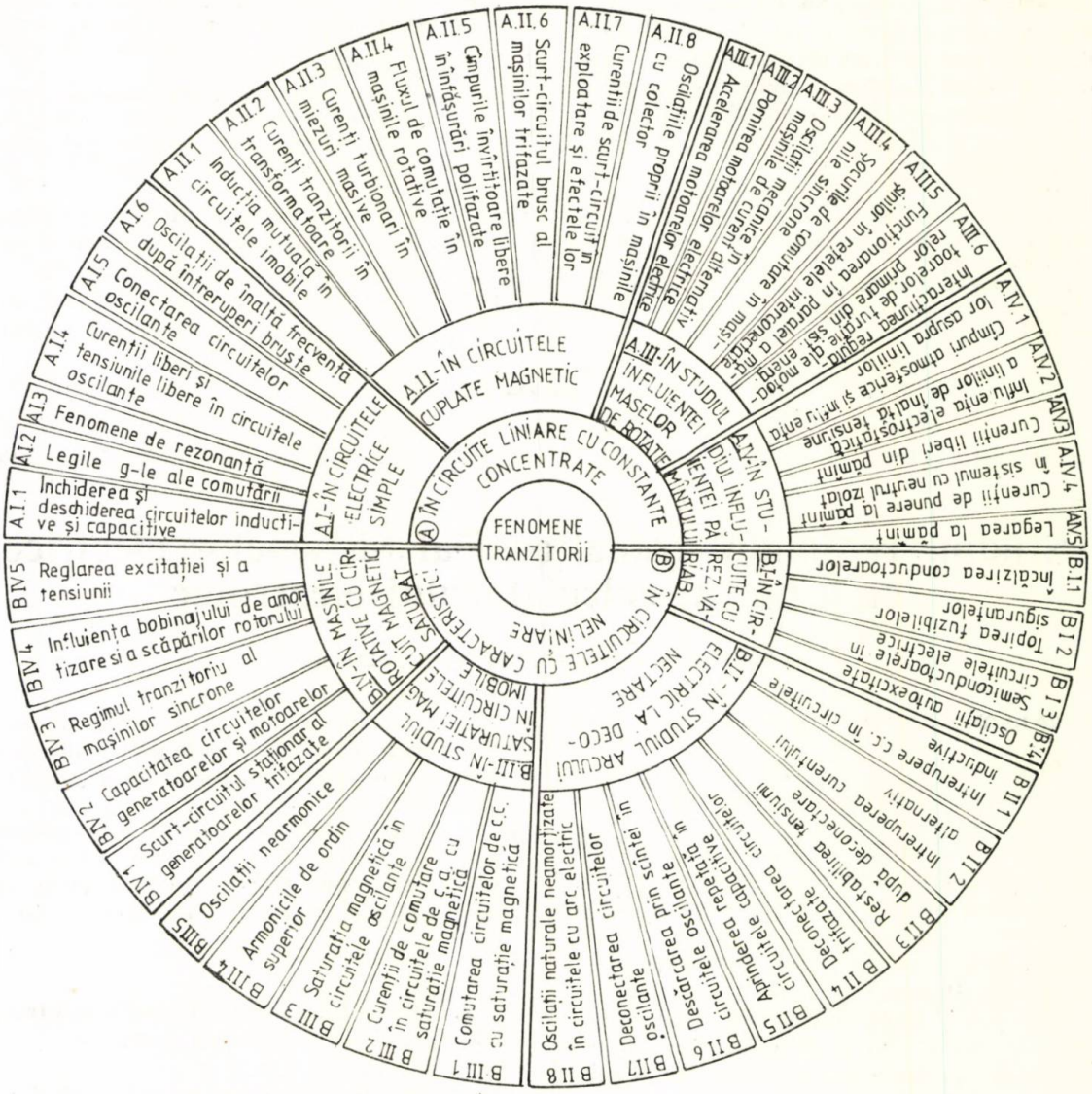


Fig. 1. Diagrama circulară a ariei de manifestare și de studiu a fenomenelor tranzitorii.

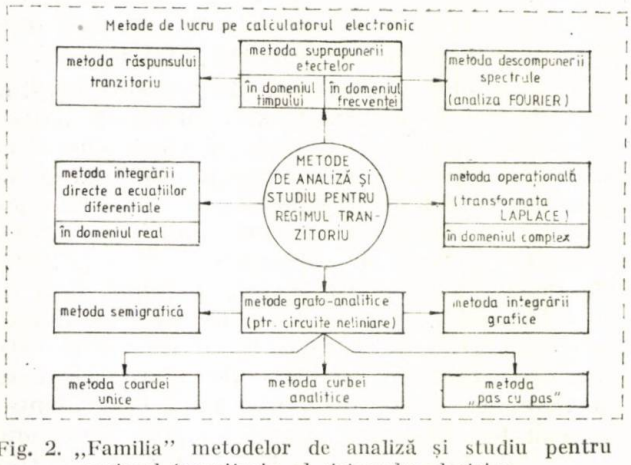


Fig. 2. „Familia" metodelor de analiză și studiu pentru regimul tranzitoriu al sistemelor electrice.

rea calculatorului electronic se impune numai acolo unde este foarte greu sau imposibil să se utilizeze metodele analitice; nu-i recomandat și nici economic să se consume timp de lucru pe calculator pentru obținerea unor rezultate, ce puteau fi realizate relativ ușor pe cale analitică și, dealtfel sînt întîlnite la tot pasul în literatura de specialitate.

În elaborarea algoritmului de lucru propus în acest articol, precum și la alegerea aplicației practice, s-a ținut seama mai ales de acest aspect.

3. Algoritmul problemei generale

Regimul tranzitoriu al unui circuit electric se obține prin suprapunerea peste regimul permanent de funcționare a unui regim liber, neimpus de vreo t.e.m. oarecare. Matematic, regimul tranzitoriu reprezintă soluția ecuații-

lor integro-diferenţiale neomogene care descriu funcţionarea circuitelor electrice. Algoritmul de faţă face ipoteza că regimul tranzitoriu al sistemului electric poate fi modelat printr-un sistem de pînă la 50 de ecuaţii diferenţiale neomogene de ordinul întîi, dat sub formă explicită :

$$\frac{dy_i}{dt} = f_i(t,\ y_1,\ y_2,...,y_n), i=1,2,3,...,n\ ;\quad (n \leqslant 50). \tag{1}$$

De asemenea, pe lîngă acest sistem de ecuaţii, algoritmul mai poate admite şi ecuaţii date sub forma unor curbe neliniare (date prin puncte), aşa cum se va vedea mai departe şi în aplicaţia practică. Fără a pierde din generalitate, pentru simplificarea raţionamentului, se va considera că fenomenele tranzitorii din sistemul electric considerat sînt modelate de un sistem de trei ecuaţii diferenţiale scris sub formă matricială, de forma :

$$\frac{dy}{dt} = f(t,\ y), \tag{2}$$

în care :

$$y = \begin{pmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \\ y_3(t) \end{pmatrix}$$

şi :

$$f(t, y) = \begin{pmatrix} f_1(t,\ y_1(t),\ y_2(t),\ y_3(t)) \\ f_2(t,\ y_1(t),\ y_2(t),\ y_3(t)) \\ f_3(t,\ y_1(t),\ y_2(t),\ y_3(t)) \end{pmatrix}, \tag{3}$$

cu condiţiile iniţiale, la $t = 0$:

$$y_0 = \begin{pmatrix} y_{10} \\ y_{20} \\ y_{30} \end{pmatrix}. \tag{4}$$

Soluţiile discrete în timp $y_i(t)$, $i = 1, 2, 3$, (afişate la intervale convenabil alese), caracterizează evoluţia proceselor tranzitorii pe întreaga durată a lor de existenţă. Pentru soluţionarea unui astfel de sistem pe calculator, se va utiliza o metodă practică de calcul, ce face parte dintr-o clasă mai largă de tehnici „pas cu pas", cunoscută sub numele de „metodele RUNGE-KUTTA".

3.1. Algoritmul RUNGE-KUTTA de ordinul „p"

Modelul metodelor RUNGE-KUTTA are trei proprietăţi distincte :

a. Sînt metode directe. Sînt necesare numai informaţiile existente la punctul precedent x_k, y_k pentru a găsi y_{k+1}.

b. Sînt identice cu seriile TAYLOR pînă la termenii h^p unde : h = pasul de integrare, iar p este diferit pentru metode diferite, fiind numit „ordinul metodei", (în cazul de faţă : $p = 4$);

c. Nu necesită evaluarea nici unei derivate a funcţiei $f(t, y)$, ci numai a funcţiei f în sine.

Metodele de tip RUNGE-KUTTA îşi propun să găsească soluţia sistemului (2) pe baza unei relaţii „unipas" :

$$y_{k+1} = y_k + c_{k,\,k+1}, \tag{5}$$

unde, $c_{k,\,k+1}$ este funcţie care depinde de „istoria" problemei în intervalul $[t_k,\ t_{k+1}]$ şi, în plus, poate fi scrisă ca o combinaţie liniară :

$$c_{k,\,k+1} = \sum_{i=1}^{p} \alpha_i k_i, \tag{6}$$

în care k_i sînt produse dintre $h = t_{k+1} - t_k = \Delta t$ şi valorile funcţiei $f(t, y)$ în anumite puncte :

$$k_1 = hf(t_k + \beta_1 h,\ y_k)\ ; \tag{7}$$

$$k_2 = hf(t_k + \beta_2 h,\ y_k + \gamma_2 k_1)\ ; \tag{8}$$

$$k_3 = hf(t_k + \beta_3 h,\ y_k + \gamma_3 k_1 + \omega_3 k_2)\ ; \tag{9}$$

$$k_4 = hf(t_k + \beta_4 h,\ y_k + \gamma_4 k_1 + \omega_4 k_2 + \delta_4 k_3). \tag{10}$$

Dacă se găsesc ponderile $\alpha_1,\ \alpha_2,...,\alpha_p$ şi coeficienţii : $\beta_1,\ \beta_2,...,\beta_p$; $\gamma_2,\ \gamma_3,...,\gamma_p$, $\omega_3,\ \omega_4,...,\omega_p$; $\delta_4,\ \delta_5,...,\delta_p$ etc., aşa încît y_{k+1} dat de (5), ordonat în serie de puteri ale lui h să coincidă în primii „p" termeni cu dezvoltarea în serie TAYLOR a soluţiei exacte pe $[t_k,\ t_{k+1}]$ cu aceeaşi condiţie iniţială y_k, atunci se poate spune că a fost realizată o metodă de tip RUNGE-KUTTA de ordinul „p". În algoritmul de faţă se va utiliza o metodă RUNGE-KUTTA de ordinul 4, ($p = 4$), varianta „standard". Din condiţiile de identificare a primilor 4 termeni rezultaţi din dezvoltarea (5) cu primii patru termeni ai dezvoltării în serie TAYLOR ai funcţiei $f(t, y)$ rezultă valorile din tabelul 1.

Tabelul 1

i,m	1	2	3	4	etc.
α_i	1/6	1/3	1/3	1/6	—
β_m	0	1/2	1/2	1	—
γ_m	—	1/2	0	0	—
ω_m	—	—	1/2	0	—
δ_m	—	—	—	1	—

În algoritmul de lucru relaţiile (7), (8), (9) şi (10) se vor folosi sub forma :

$$k_1^j = \Delta f_j(y_k,\ t_k); \tag{11}$$

$$k_2^j = \Delta t f_j\left(y_k + \frac{1}{2}k_1^j,\ t_k + \beta_2 \Delta t\right); \tag{12}$$

$$k_3^j = \Delta t f_j\left(y_k + \frac{1}{2}k_2^j, t_k + \beta_3 \Delta t\right); \tag{13}$$

$$k_4^j = \Delta t f_j(y_k + k_3^j,\ t_k + \beta_4 \Delta t). \tag{14}$$

iar valoarea variabilei :

$$y_{k+1}^j = y_k^j + (\alpha_1 k_1^j + \alpha_2 k_2^j + \alpha_3 k_3^j + \alpha_4 k_4^j), \tag{15}$$

urmînd ca şi coeficienţii α_i şi β_m să fie introduşi în program, ca nişte constante. În relaţiile (11)—(15), contorul j indică numărul de ordine al funcţiilor $y_j(t)$ şi $f_j(t, y(t))$ din matricile vectorilor y şi $f(t, y)$ — relaţiile (3).

3.2. Algoritmul de rezolvare a sistemului de ecuaţii (2).

În figura 3 este reprezentată schema logică a algoritmului de rezolvare a sistemului de ecuaţii de tipul (2). Pentru a se facilita citirea schemei logice a problemei generale, precum şi descifrarea programului principal şi a subrutinei din aplicaţia practică (aleasă spre a exemplifica consideraţiile teoretice din acest articol), în tabelul 2 se dau explicaţiile necesare asupra simbolurilor folosite (atît în algoritmul general cît şi în modelarea pe calculator a aplicaţiei practice). Precizia de lucru a acestei metode este foarte ridicată, de ordinul h^p, în cazul de faţă : $(10^{-4})^5$ 10^{-20}. Trebuie menţionat că în cazul cînd sistemul conţine şi ecuaţii date sub formă de curbe experimentale, atunci precizia va suferi mai mult sau mai puţin în funcţie de numărul de puncte prin care se aproximează curba, precum şi în funcţie de precizia rezultatelor experimentale prin care s-au obţinut aceste puncte.

4. Aplicaţie practică Reglarea vitezei. motoarelor asinerone cu rotor bobinat, cu recuperarea mecanică la axa puterii de alunecare (Cascada Krämer)

Deşi, una dintre calităţile algoritmului propus este o mare adaptabilitate la multe fenomene tranzitorii (începînd chiar cu binecunoscutele regimuri tranzitorii ale circuitelor clasice *R.L.C.*), nu a fost preferată o aplicaţie practică foarte simplă, ci a fost aleasă o aplicaţie mai complicată cu mare acoperire în practica in-

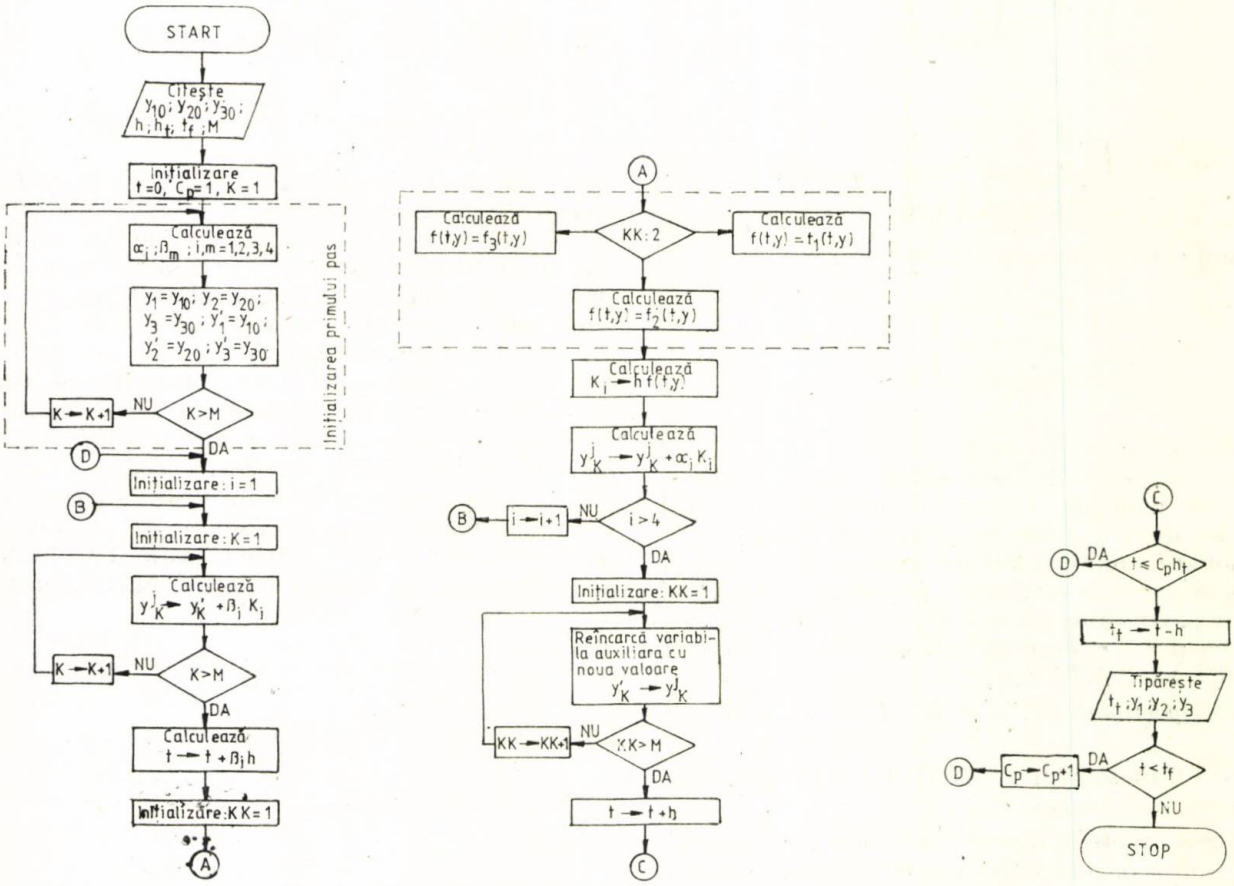


Fig. 3. Schemă logică de rezolvare a sistemului de ecuaţii diferenţiale.

Tabelul 2

Nr. crt.	Simbolul din algoritmul general	PROGRAMUL PRINCIPAL: Simbolul specific aplicației practice.	PROGRAMUL PRINCIPAL: Explicație simbol	Nr. crt.	SISTEMUL DE ECUAȚII (16): Simbolul uzual.	Simbol specific din program.	Explicație simbol
1	y_1, y_2, y_3	$VK1(1)$, $VK1(2)$, $VK1(3)$.	necunoscutele sistemului de ecuații.	17	φ	PH	fluxul magnetic din întrefier.
2	y_{10}, y_{20}, y_{30}	$VKI(1)$, $VKI(2)$; $VKI(3)$.	condițiile inițiale.	18	u_e	UE	tensiunea de alimentare a circuitului de excitație
3	h	DELT	pasul de integrare.	19	i_e	HE ; $V(1)$	curentul de excitație
4	h_t	PRDEL	pasul de tipărire.	20	L_e	—	inductivitatea înfășurării de excitație
5	t_f	FINTIM	timpul final care impune sfîrșit program	21	R_e	RE	rezistența înfășurării de excitație
6	M	M	numărul de ecuații ($M=3$)	22	w_s	WS	numărul de spire pe pol.
7	t	TIME	variabila timp	23	i	$V(2)$	curentul din indus.
8	c_p	III	contorul numărului de pași	24	L_a	LA	inductivitatea indusului.
9	k	K	contorul numărului de ordine al condițiilor inițiale.	25	U_{20}	$U20$	t.e.m. indusă în rotorul motorului asincron
10	α_i ; β_m i, $m=1,2,3,4$.	ALFA(1); ALFA(2); ALFA(3); ALFA(4); BETA(1); BETA(2); BETA(3); BETA(4).	coeficienții RUNGE-KUTTA	26	n	$V(3)$	turația la axul cascadei
11	y_1 ; y_2 y_3	$VK2(1)$; $VK2(2)$; $VK2(3)$.	variabilă ajutătoare.	27	n_0	NO	turația de sincronism
12	i	I	contorul numărului de termeni RUNGE-KUTTA	28	R_a	RA	rezistența indusului.
13	K_i ; $i=1,2,3,4$.	$VI(1)$; $VI(2)$; $VI(3)$; $VI(4)$.	coeficienții iterativi RUNGE-KUTTA	29	k_m	$PHIM$	constanta de cuplu.
14	y_k^i	$VK1(1)$; $VK1(2)$; $VK1(3)$.	soluția după iterația de ordinul „i”.	30	k_e	$PHIE$	constanta electrică.
15	kk	KK	contorul de ordine al ecuațiilor din sistem.	31	GD^2	GD	momentul de volant.
16	$f_1(t,y)$; $f_2(t,y)$; $f_3(t,y)$.	F	funcțiile ecuațiilor diferențiale.	32	m_s	MS	cuplul rezistent al sarcinii.

dustrială (cascada KRÄMER). Desigur, s-au scris monografii [1, 2, 3], care să rezolve pe cale analitică cîte ceva din fiecare clasă de fenomene tranzitorii (fig. 1) în parte. Dar nu este de ajuns: există mult mai multe posibilități și combinații de manifestare și interacțiune a fenomenelor tranzitorii, decît numărul de soluții analitice cunoscute. Se pare că, momentan, numai calculatorul electronic are acces spre acele fenomene ce nu pot fi modelate și rezolvate analitic. Aplicația practică ce urmează face parte din această categorie de fenomene tranzitorii: nu are soluție analitică dar poate fi explorată cu ajutorul calculatorului electronic. Etapele de parcurs sînt două:

— scrierea și explicitarea sistemului de ecuații diferențiale ce modelează fenomenul;

— rezolvarea cu ajutorul calculatorului a acestui sistem.

4.1. Descriere. Ecuațiile de funcționare a motorului de c.c. în cascadă KRÄMER.

Schema electrică a acestei cascade este prezentată în figura 4. Ea cuprinde două motoare cuplate mecanic cap la cap și care antrenează mașina de lucru (ML). MA este motorul asincron trifazat (ales în cadrul aplicației cu puterea nominală de 5 kW), cu rotorul bobinat, iar MR este motorul de recuperare la ax a puterii de alunecare (în aplicație, MR = motor de c.c. de 4 kW cu excitație independentă).

Montajul mai cuprinde: redresorul trifazat de putere RT; reostatul de pornire RP; puntea semicomandată cu tiristoare (PS) pentru reglajul excitației motorului de c.c. și, deci, a turației la axul cascadei; SF = siguranțe fuzibile ultrarapide pentru protecția redresorului; DCG = dispozitivele de comandă pe grilă a tiristoarelor; K_1, K_2 și K_3 = întreruptoare. Principiul de funcționare a cascadei (fig. 4) derivă direct din controlul vitezei motoarelor asincrone prin modificarea impedanței secundare, care însă nu-i constituită în întregime din elemente pasive. În situația unui motor ce funcționează cu variații de viteză, este interesantă căutarea recuperării energiei disponibile în rotor. Principala dificultate a acestei recuperări provine în culegerea din secundarul mașinii a unei tensiuni variabile în amplitudine și frecvență. Este deci necesar să fie „îndepărtat" parametrul frecvență, deci să se redreseze tensiunea secundară. Mai apare încă o dificultate: redresarea acestei tensiuni trebuie să se facă la frecvențe joase, care apar în motor la viteze ridicate:

$$f_{20} = sf_{10} = (0{,}02 \div 0{,}09)\ 50\ \text{Hz} = (1 \div 4{,}5)\text{Hz},$$

unde s este alunecarea motorului asincron.

În urma progreselor înregistrate însă în dispozitivele semiconductoare și această problemă s-a rezolvat în condiții avantajoase. În montajul din figura 4 motorul de c.c. preia energia electrică de la redresor și o convertește în energie mecanică care se regăsește la axul cascadei. În concluzie, în regim normal de funcționare, motorul de c.c. are două funcții:

a — funcția de a recupera energia de alunecare (de aceea se numește motor de recuperare);

b — funcția de a asigura reglajul vitezei prin controlul fluxului de excitație.

Regimul tranzitoriu al motorului de c.c. în cascada KRÄMER este descris de următorul sistem de ecuații:

$$\begin{cases} \varphi = f_1(i_e), \text{ (ecuație dată prin puncte)}; \\ \dfrac{di_e}{dt} = \dfrac{U_e}{L_e} - \dfrac{R_e}{L_e} i_e = f_2(i_e,\ i,\ n);\ L_e = \dfrac{\varphi w_s}{i_e}; \\ \dfrac{di}{dt} = \dfrac{3\sqrt{6}}{\pi L_a} U_{20}\left(1 - \dfrac{n}{n_0}\right) - \dfrac{R_a}{L_a} i - \dfrac{1}{L_e} n \cdot (k_e \varphi) = \\ \qquad = f_3(i_e,\ i,\ n); \\ \dfrac{dn}{dt} = \dfrac{375}{GD^2} i \cdot (k_m \varphi) - \dfrac{375}{GD^2} m_s = f_4(i_e,\ i,\ n). \end{cases} \tag{16}$$

În tabelul 2 se dau semnificațiile notațiilor utilizate în acest sistem. Constantele folosite au fost: $W_s = 2\,350$ spire/pol; $R_e = 336{,}5\Omega$; $L_a = 0{,}0187$H; $U_{20} = 68$ V; $n_0 = 1\,000$ rot/min; $R_a = 0{,}325\ \Omega$; $K_e = 32{,}4$; $K_m = 31{,}6$; $GD^2 = 0{,}77$ kgm^2; $m_s = 0{,}536$ kgfm.

4.2. Programul de lucru pe calculator. Într-o subrutină de tip FUNCTION PH(HE) s-a introdus prin zece puncte (mai dese la cotul de funcționare), curba de magnetizare a motorului de c.c. (datele privitoare la fluxul magnetic s-au introdus printr-o instrucțiune DATA B/.., iar cele referitoare la curentul de excitație prin DATA H/...). Calculatorul va face interpolări pentru punctele situate între punctele semnificative. Pentru situația cînd, în regim tranzitoriu curentul de excitație

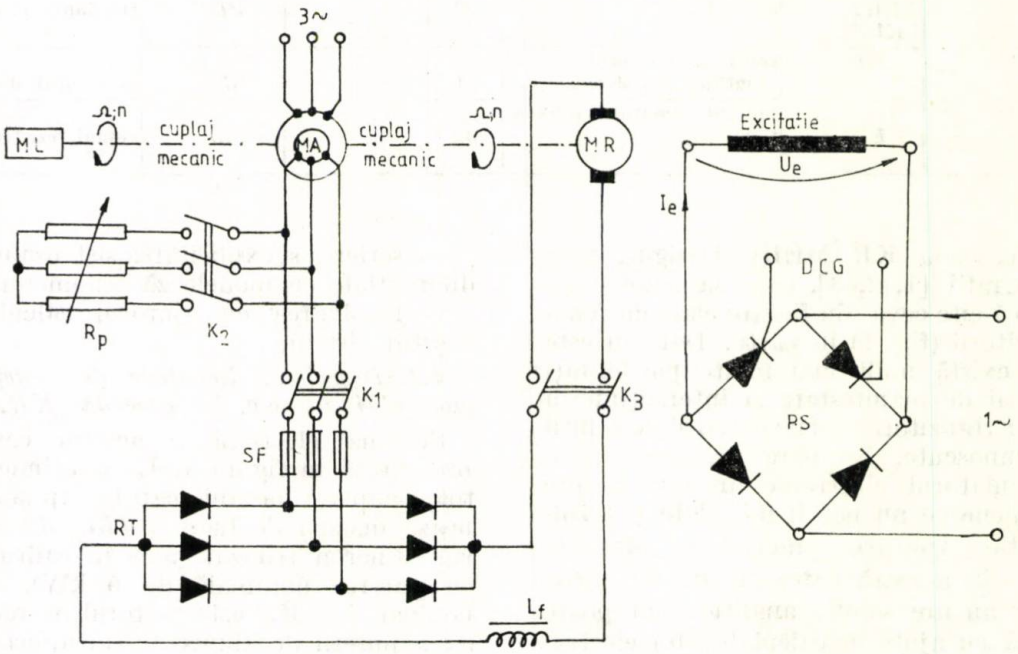


Fig. 4. Schema de principiu a cascadei KRÄMER.

ar sări peste valoarea maximă dată în calculator, atunci fluxul s-a aproximat cu o dreaptă infinită de ecuaţie (regiunea de saturaţie):

$$\varphi = 0{,}055 + \frac{1{,}5}{0{,}54}(i - 1{,}66). \qquad (17)$$

Organigrama acestei subrutine este reprezentată în figura 5. Programul principal (scris în FORTRAN), urmăreşte algoritmul din figura 3. În cele ce urmează se expune programul rulat, iar în figura 6 se expun calitativ rezultatele obţinute pentru condiţiile iniţiale: $I_{e_0} = 0{,}5939$A; $I_0 = 4{,}1806$ A şi $N_0 = 530{,}41406$ rot/min, la un salt al tensiunii de excitaţie de la 200 V la 180 V.

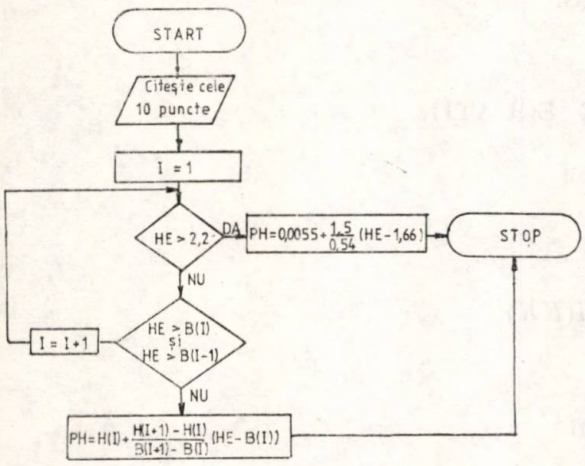


Fig. 5. Organigrama subrutinei *PH(HE)*.

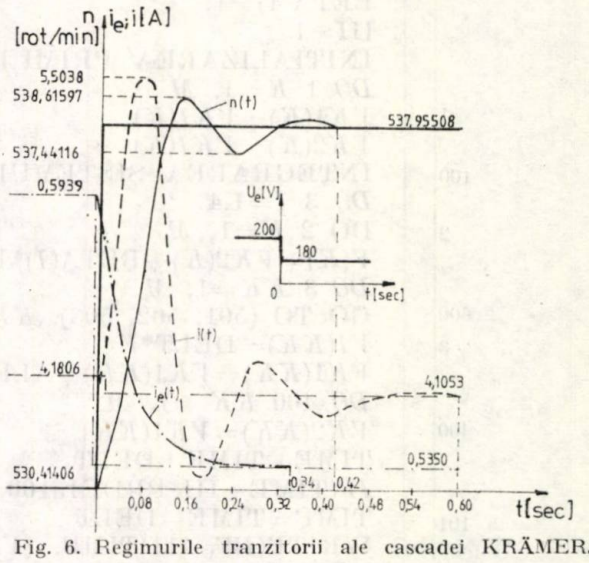


Fig. 6. Regimurile tranzitorii ale cascadei KRÄMER.

```
5  6 7
      FUNCTION PH(HE)
      DIMENSION B(10), H(10)
      DATA H/0.618E-04,20.6E-04,35.E-04,37.5E-04,41.2E-04,45.3E-04,
     &50.E-04,52.5E-04,55.E-04,56.5E-04/
      DATA B/0., 0.195,0.36,0.415,0.525,0.715,1.06,1.3,1.66,2.2/
      IF(HE-2.2)4,4,5
4     DO 7 I=1,9
      IF(HE.GT.B(I).AND.HE.GT.B(I+1))GO TO 7
      PH=H(I)+(H(I+1)-H(I))/(B(I+1)-B(I)*(HE-B(I))
      GO TO 10
7     CONTINUE
5     PH=0.0055+1.5/0.54*(HE-1.66)
10    RETURN
14    END
      DIMENSION V(50), VK1(50), VK2(50), VKI(50), ALFA(4), BETA(4), VI(50)
      DATA IR, IW/105, 108/
      REAL LA, NO, MS
      DATA WS, RE, LA, U20, NO, RA, PHIE, PHIM, GD, MS/2350., 336.5,
     &0.0187, 68., 1 000., 0.325,32. 4,31.6,0.77, 0.536/
      UE=180
      READ(IR, 180)M
180   FORMAT(I2)
      READ (IR, 181) (VKI(IS), IS=1,M)
181   FORMAT(8F10.5)
      READ (IR, 183) DELT, PRDL FINTIM
183   FORMAT (3F12.9)
      TIME=0
      WRITE(IW, 111) TIME, VK1
      ALFA(1)=1./6.
      ALFA(2)=1./3.
      ALFA(3)=1./3.
```

```
      ALFA(4)=1./6.
      BETA(1)=0.
      BETA(2)=1./2.
      BETA(3)=1./2.
      BETA 4)=1.
      III=1
      INITIALIZAREA PRIMULUI PAS.
      DO 1 K=1, M
    1 VK1(K)=VKI(K)
      VK2(K)=VKI(K)
  100 INTEGRAREA SISTEMULUI DE ECUAŢII.
      DO 3 I=1,4
    2 DO 2 K=1, M
      V(K)=VK2(K)+BETA(I)*VI(K)
      DO 3 KK=1, M
  600 GO TO (501, 502, 503) ,KK
    3 VI(KK)=DELT*F
      VK1(KK)=VK1(KK)+ALFA(I)*VI(KK)
      DO 400 KK =1, M
  400 VK2(KK)=VK1(KK)
      TIME=TIME+DELT
      IF(TIME-III*PRDEL)100, 100, 101
  101 TIMP=TIME-DELT
      WRITE(IW, 111)TIMP, (VK1(I), I=1, M)
  111 FORMAT (5X, 'TIME=', E13.3,2X.'IE', F8.4,2X, 'I=', F8.4,2X, 'N ', F10.5)
      IF(TIME-FINTIM)200, 200, 201
  200 III=III+1
      GO TO 100
  201 STOP
  501 F=1./(PH(V(1))*WS/V(1))*(UE-RE*V(1))
      GO TO 600
  502 F=2.34/LA*U20*(1-V(3)/NO)-RA/LA*V(2)-V(3)/LA*PHIE*PH(V(1))
      GO TO 600
  503 F=375./GD*V(2)*PHIM*PH(V(1))-375./GD*MS
      GO TO 600
      END
```

4.3. Interpretarea rezultatelor obţinute.

1 — Cele trei mărimi studiate în regim tranzitoriu ($i(t)$, $i_e(t)$, $n(t)$) nu se stabilizează toate odată. Acest lucru este explicabil deoarece, funcţiile de transfer: $i(t)/u_e(t)$; $i_e(t)/u_e(t)$; $n(t)/u_e(t)$, sînt diferite între ele;

2 — La un salt de 20 V al tensiunii de excitaţie, turaţia creşte relativ puţin (cu cca 7 rot/min). Ca atare, rezultă că saltul curentului din indus este relativ mic, ceea ce se observă şi din figură (cca. 0,075 A);

3 — Cele trei mărimi urmăresc salturile în trepte, amortizîndu-se relativ repede;

4 — Aspectul curbei lui $i_e(t)$, se explică simplu dacă s-ar echivala înfăşurarea de excitaţie cu un circuit R, L — serie la care se aplică o treaptă de tensiune;

5 — Programul confirmă că motorul de c.c. lucrează la turaţii reduse, stabilind limita inferioară a turaţiei cascadei.

Bibliografie

[1] *Rüdenberg R.* Electrische Schaltvorgänge, Berlin, Verlag von Julius Springer, 1933;

[2] *Rüdenberg, R.* Fenomene tranzitorii în sistemele electroenergetice, Bucureşti, Ed. tehnică, 1959;

[3] *Antoniu, I.S.* ş.a. Calculul circuitelor electrice în regimuri normale şi anormale de funcţionare — probleme —, Bucureşti, Ed. tehnică, 1975;

[4] *Dorn, W.S., Mc. Cracken, D.D.* Metode numerice cu programe în FORTRAN IV, Bucureşti Ed. tehnică, 1976.

CZ 621.318.22

MATERIALE MAGNETICE
ANIZOTROPIE MAGNETICĂ

Noi materiale magnetice fără ordonare cristalografică

VIOREL FLORESCU * — BUCUREȘTI

Introducere

Materialele solide care nu prezintă o ordonare regulată a atomilor sau ionilor constituienți, încadrabilă într-unul din sistemele cristalografice cunoscute se constituie într-o categorie aparte de materiale fără ordonare cristalografică sau amorfe.

Aceste materiale prezintă în momentul de față unul dintre cele mai atractive domenii pentru cercetarea din fizica solidului atît din punct de vedere teoretic, cît și din punct de vedere experimental. Teoretic, materialele amorfe sînt acele materiale solide care nu prezintă invarianță la translația atomilor după orice direcție cristalografică. Experimental, este mai greu în momentul de față să se dea o definiție simplă unui material amorf, deoarece nu sînt încă stabilite criterii unanim acceptate. Se poate totuși afirma [1] că un material este amorf dacă rezultatele fizice ale măsurătorilor de raze X sau de difracție cu neutroni nu se pot interpreta ca un ansamblu de stări microcristaline ale materialului respectiv.

Istoric, primele materiale solide amorfe obținute au fost sub formă de izolatori (SiO_2) și semiconductori (Si și Ge). În ultimii 32 de ani, dacă se ia ca punct de plecare lucrarea lui Brenner ș.a. [2], au început să se producă materiale solide amorfe metalice formate dintr-o matrice a unuia sau mai multor metale de tranziție (Fe, Co, Ni), combinate cu elemente de metaloizi de tipul Si, P, C, B, cu rol de formatori de sticlă. Datorită prezenței metaloizilor aceste materiale au fost denumite sticle metalice [3] și prezintă importante proprietăți magnetice. Din anul 1973 a început să se producă o nouă clasă de materiale magnetice care nu mai conțin metaloizi ca formatori de sticlă, ci sînt combinații directe între un metal de tranziție (Fe, Co, Ni) și un metal de pămînt rar (Gd, Tb, Ho, Dy etc.). Și aceste materiale prezintă importante și neașteptate proprietăți magnetice, care se studiază din ce în ce mai intens. Metodele deosebite de obținere permit o clasificare [4] a materialelor magnetice amorfe în funcție de metoda de preparare.

Lucrarea de față se va ocupa de materialele magnetice amorfe metal de tranziție — metaloid și de materialele magnetice amorfe metal de tranziție — metal de pămînt rar.

Se face o trecere în revistă comparativă a principalelor metode de obținere a celor două grupe de materiale amorfe, precum și ale proprietăților lor structurale și magnetice.

1. Metode de obținere

1.1. Metode de obținere a sticlelor magnetice metalice

Astfel de materiale se prepară, în general, prin metode care produc o răcire rapidă a aliajului topit sau prin depunere chimică sau electrochimică din starea de soluție.

În cazul răcirii rapide se cere ca gradientul de temperatură să fie de aproximativ 10^6 grade/s, sau mai mare, pentru a obține „înghețarea" stării dezordonate a atomilor din aliajul topit. Se va prezenta mai detaliat metoda de răcire rapidă insistîndu-se mai mult asupra metodei puse la punct în Colectivul de materiale magnetice amorfe al Institutului de fizică și tehnologia materialelor (IFTM)-București.

O cantitate relativ mică de aliaj topit se poate arunca rapid într-un mediu refrigerator (apă, azot, lichid etc.) [5]. Se pot obține probe de forme neregulate, iar gradientul de temperatură este mic. Altă metodă constă în topirea aliajului într-un tub de sticlă [6] pînă la înmuierea sticlei și apoi alungirea bruscă a tubului. Se obțin fire subțiri cu diametrul de cîțiva microni, iar aliajele trebuie să aibă temperaturi scăzute de topire. În altă metodă [7] aliajul topit poate fi pulverizat de o flamă cu plasmă și proiectat pe o placă metalică de răcire. Prin această metodă se pot obține suprafețe relativ mari (m^2) de aliaj amorf, dar cu un grad de porozitate ridicat. Alte metode diferă doar prin aruncarea sau ejectarea topiturii pe suprafețe metalice răcite. Astfel ejectarea aliajului se poate obține prin aplicarea unei presiuni de He sau Ar de ordinul 100—150 at [8], printr-un dispozitiv mecanic de destindere a unui arc metalic [9], sau printr-un dispozitiv tip piston-nicovală [10].

Procedeul folosit la IFTM-București poartă numele de metoda tamburului rotitor [11] și este o metodă de ejectare a aliajului topit pe o suprafață metalică. În figura 1 este prezentată schema de principiu a metodei. Aliajul este topit într-un creuzet de cuarț cu ajutorul unei bobine de inducție. Creuzetul de cuarț prezintă un orificiu cu diametrul între 100—500 μ. În momentul atingerii temperaturii de topire se acționează rapid la celălalt capăt al creuzetului cu o presiune de argon între 1—5 at.

* Institutul de fizică și tehnologia materialelor — București.

Ca urmare a acțiunii presiunii, aliajul topit țîșnește sub forma unui jet prin orificiu și cade pe un disc metalic care se află în rotație rapidă cu 3 000—5 000 rot/min. Se obține o panglică continuă și relativ uniformă ca dimensiuni, cu lățimea între 0,3—2 mm și grosimea între

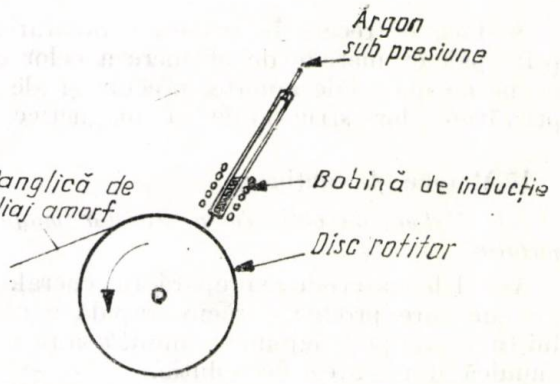


Fig. 1. Schema de principiu a metodei tamburului rotitor.

20—50 μ. Gradientul de temperatură obținut este de ordinul a 10^6 grade/s și este puternic influențat de stabilitatea condițiilor tehnologice ale metodei.

1.2. Metode de obținere a materialelor magnetice amorfe de tip metal de tranziție — metal de pămînt rar

Noutatea în această clasă de materiale constă în aceea că metaloidul cu rol de formator de sticlă lipsește din compoziția aliajului. Primele materiale de acest tip au fost obținute de două grupuri de cercetători din SUA de la Navol Ordnance Laboratory (NOL) [12, 13] și de la IBM [14, 15]. Metoda de obținere este de pulverizare catodică și se realizează în instalații speciale de înaltă frecvență în curent continuu sau alternativ. Schematic, o instalație de pulverizare catodică se reprezintă ca o diodă în care la anod se află suportul (din sticlă, NaCl, KCl etc.) pe care se depune stratul amorf, iar la catod se află aliajul metalic în prealabil obținut și denumit țintă. Suportul și ținta se găsesc într-o incintă capabilă să suporte un vid de ordinul 10^{-8}—10^{-7} mm Hg. De obicei, ca gaz de pulverizare se folosește Ar foarte pur. Ținta se obține prin aliere directă a celor două metale în cuptoare de descărcare cu arc sau în cuptoare electrice sau prin alte metode. Cele două grupuri mai sus menționate au obținut prin această metodă straturi subțiri de grosimi diferite. La IBM s-au obținut straturi cu grosimi de ordinul micronilor (1—2 μ), în timp ce la NOL stratele au avut grosimi de ordinul milimetrilor (1—3mm). Aceste diferențe de grosime au dus și la diferențe în proprietățile magnetice ale probelor, care vor fi comentate în capitolele următoare. Evaporarea în vid este o altă metodă de obținere a clasei de materiale magnetice amorfe în discuție, principala caracteristică a metodei fiind legată de răcirea suportului pe care se depune stratul. În IFTM s-au obținut straturi subțiri magnetice amorfe de Gd—Co, Gd—Fe și Tb—Fe cu grosimi de ordinul micronilor, pe suport din sticlă, prin pulverizare catodică în înaltă frecvență într-o instalație de tip ULVAC SBR 1 102 E.

2. Proprietăți structurale

Prin proprietăți structurale se înțelege totalitatea informațiilor care pot proveni din modul de organizare a atomilor într-un compus, precum și totalitatea modelelor structurale care se pot construi pentru compusul respectiv. Astfel de informații pot, printre altele, să caracterizeze gradul pînă la care o organizare atomică poate să fie descrisă ca „adevărat" amorfă, în comparație cu o organizare atomică care prezintă microcristalite sau cristalite. Ca parametru într-o astfel de descriere se ia de obicei distanța dintre atomii ce se pot corela cu ajutorul unei funcții atomice de corelare. O distanță arbitrară ce s-ar putea lua ca limită scurtă pentru descrierea stării de ordonare sub

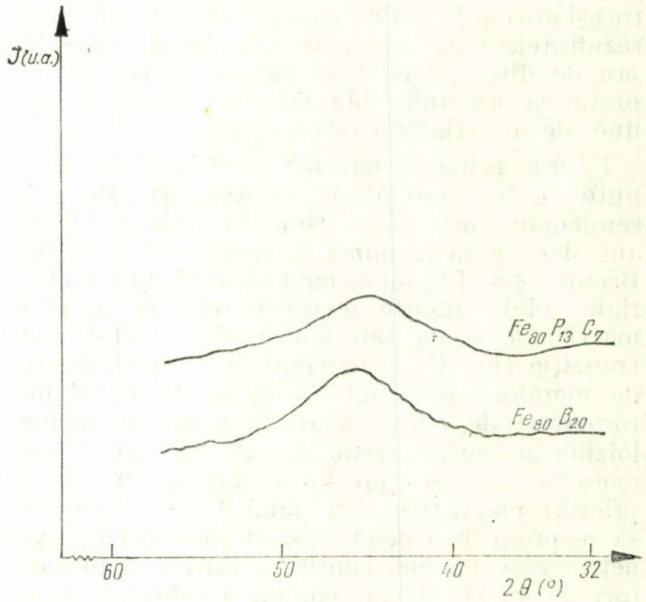


Fig. 2. Diagrame de raze X pentru $Fe_{80}P_{13}C_7$ și $Fe_{80}B_{20}$.

care nu ar putea exista o microcristalită ar fi de aproximativ 10 Å. De obicei, informațiile provenind din studiile experimentale de structură pot fi comparate cu modele rezultate din calculul unor structuri ale atomilor organizate întîmplător.

În figura 2 sînt prezentate informațiile experimentale obținute în IFTM pentru primul grup de materiale: sticle magnetice metalice, $Fe_{80}P_{13}C_7$ și $Fe_{80}B_{20}$ prin metoda tamburului rotitor. Se poate constata că diagramele de difracție de raze X nu prezintă vîrfuri care să indice existența vreunei faze cristaline.

În figura 3 sînt prezentate diagramele de difracție de raze X obținute în IFTM pentru materiale din al doilea grup sub formă de compuși binari și ternari $Gd_{0.23}Co_{0.64}Mo_{0.13}$ și $Gd_{0.28}Fe_{0.72}$. Și în aceste cazuri diagramele de difracție nu prezintă vîrfuri ascuțite care să indice prezența unei faze cristaline sau micro-

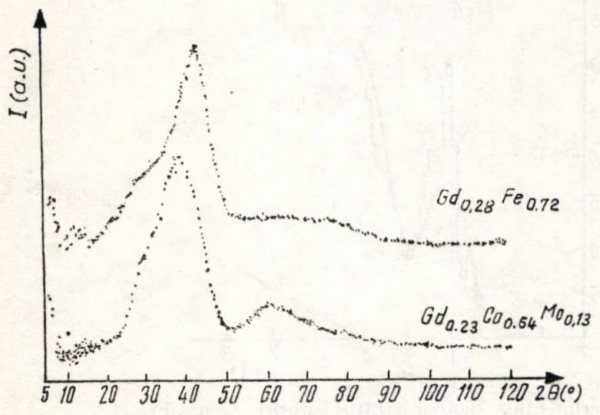


Fig. 3. Diagrame de raze X pentru $Gd_{0,23}Co_{0,64}Mo_{0,13}$ și $Gd_{0,28}Fe_{0,72}$.

cristaline. Un exemplu de model simulat în calculator pentru materialele din prima grupă a fost realizat de Boudreaux [16] pentru sistemul Fe—B. Calculul a fost făcut în aproximația că atomii corespunzători elementelor componente sînt sfere rigide „împachetate" compact (DPRHS). Modelul a fost constituit folosind pentru calcul în computer un algoritm de bază descris de Bennett [17]. S-a arătat că funcțiile de corelare de perechi de atomi Fe—Fe și Fe—B, rezultate din calcul, sînt puternic anizotrope și prin aceasta este dificil să se controleze compoziția aliajului simulat prin calcul. De asemenea, s-a arătat în figurile 4 și 5 că forma celui de-al doilea vîrf din funcțiile

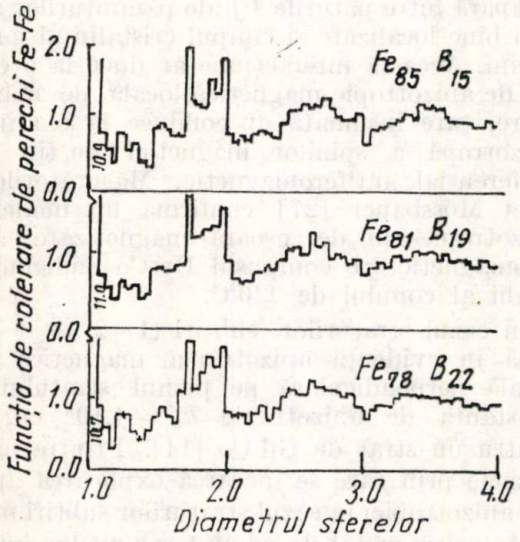


Fig. 4. Funcția de corelație de perechi Fe—Fe în dependență de diametrul sferelor pentru diferite concentrații ale aliajului amorf Fe—B (Bondreaux [16]).

de corelare de perechi depinde de compoziție. Un alt model pentru sticle magnetice binare avînd un raport al concentrației metal : metaloid de 3 :1 ($Fe_{0.75}P_{0.25}$, $Ni_{0.75}P_{0.25}$, $Co_{0.75}P_{0.25}$) a fost construit de Ching și Lin [18] folosind o „împachetare" de 445 sfere rigide. Prin introducerea unui potențial de interacțiune pe perechi de atomi de tip Lennard-Jones, structura clusterului de 445 atomi este relaxată dinamic minimalizînd energia totală. Funcțiile de distribuție obținute prin calcul sînt apoi comparate cu cele obținute experimental constatînd că modele de acest tip sînt capabile să explice satisfăcător proprietățile structurale ale sticlelor magnetice discutate.

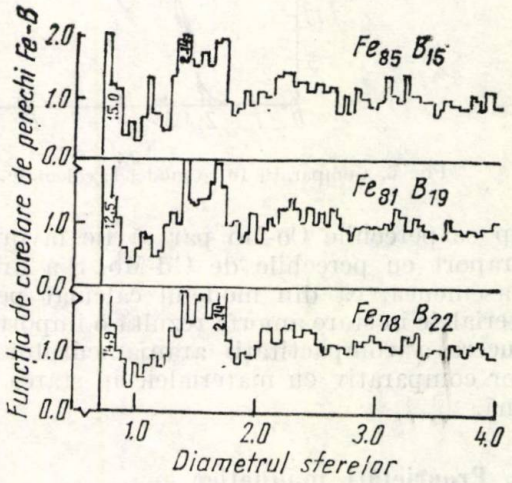


Fig. 5. Funcția de corelație de perechi Fe—B în dependență de diametrul sferelor pentru diferite concentrații ale aliajului amorf Fe—B (Bondreaux [16]).

Alte calcule ale unor modele simulate, M. Popescu și V. Florescu [19, 20], au arătat că în cazul straturilor subțiri magnetice ale materialelor din a doua grupă, obținute prin pulverizare catodică în înaltă frecvență, există importante deviații de la modelul sferelor rigide „împachetate compact" (DRPHS). Este vorba de modele simulate în calculator care, spre deosebire de modelul împachetării întîmplătoare a sferelor rigide (DRPHS), presupun o anumită preferință de împachetare pentru anumite perechi de atomi. În cazul straturilor subțiri de $Gd_{0.23}Fe_{0.72}$ autorii mai sus citați au arătat că un model de perechi, cu preferință pentru perechile Gd—Fe descrie mai bine datele de structură obținute experimental (fig. 6) pînă la o distanță de aproximativ 6 Å. De asemenea, în cazul straturilor subțiri, ternare, ca de exemplu, $Gd_{0.23}Co_{0.64}Mo_{0.13}$, care prezintă anizotropie magnetică uniaxială, perpendiculară pe planul stratului, se obțin importante deviații de la distribuția statistică a atomilor. Perechile de atomi Gd-Co par să fie favorizate în ordonarea atomică a structurii în raport cu perechile Gd-Gd și Co-Co în

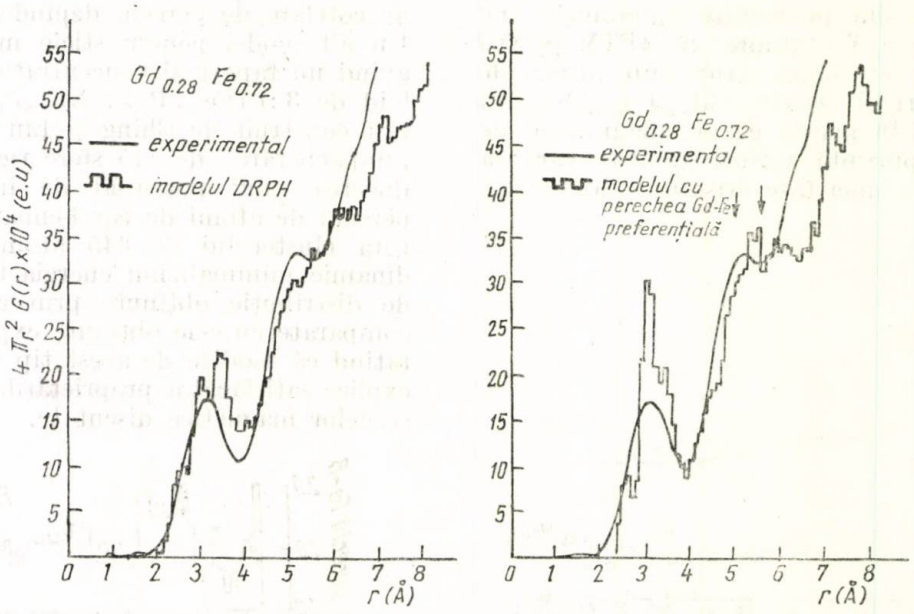


Fig. 6. Comparație între modelele calculate și datele experimentale pentru stratul subțire $Gd_{0,28}Fe_{0,72}$

timp ce perechile Co-Mo par să fie favorizate în raport cu perechile de Gd-Mo. S-a arătat, de asemenea, că din modelul calculat pentru materialele în stare amorfă rezultă o importantă reducere a compactității aranjamentului atomilor comparativ cu materialele în starea cristalină.

3. Proprietăți magnetice

Comportarea magnetică a materialelor magnetice amorfe din ambele grupe în discuție este din ce în ce mai mult discutată în momentul de față. Aceasta datorită faptului că sticlele magnetice și straturile subțiri amorfe prezintă proprietăți magnetice complexe și nu în întregime explicate. Dintre proprietățile magnetice cea mai controversată și în momentul de față, fără o explicație unanim acceptată, este anizotropia magnetică.

3.1. Anizotropia magnetică

Anizotropia este proprietatea magnetică care face ca într-un material să poată fi definită una sau mai multe direcții în lungul cărora aplicarea unui cîmp magnetic exterior duce la realizarea procesului de magnetizare cu consum de energie minim. În cazul materialelor cu ordine cristalografică aceste direcții se pot corela cu direcțiile axelor cristalografice, anizotropia fiind denumită magneto-cristalină. În cazul materialelor amorfe nu se pot defini axe cristalografice, iar explicarea proprietăților de anizotropie magnetică devine mult mai dificilă.

La sticlele magnetice proprietatea de anizotropie este, în general, legată de metoda de obținere. Astfel, la sticlele obținute prin electrodepunere chimică se explică proprietatea de anizotropie prin apariția în materialul amorf a unor regiuni de concentrație diferită de metaloid [21]. În cazul sticlelor magnetice preparate prin metoda tamburului rotitor se presupune că această proprietate ar fi legată de magnetostricțiune și de direcția de curgere a topiturii în procesul de răcire [22, 23, 24]. Cu toate acestea au fost măsurate proprietăți de anizotropie pe sticle magnetice care nu prezintă proprietăți magnetostrictive ca de exemplu sticlă cu compoziția : $Co_{72}Fe_3P_{16}B_6Al_3$. În cazul grupei a doua de materiale, așa cum se menționa în paragraful 3.2. se va face o distincție între probele relativ masive (1—3 mm) și straturile subțiri (1—2 μ). Pentru materialele relativ masive, o posibilă explicare a anizotropiei magnetice ar fi conform calculelor din lucrările [23, 26], interacțiunea anizotropă ce poate să apară între păturile 4 *f* ale pămînturilor rare, mai bine localizate și cîmpul cristalin al ionilor vecini. Această interacțiune ar duce la o energie de anizotropie magnetică locală, de mărime mare, care însumată ar conduce la o aliniere anizotropă a spinilor magnetici de tip conpreferențial antiferomagnetic. Măsurătorile de efect Mössbauer [27] confirmă un model de anizotropie-con de ușoară magnetizare, antiferomagnetic, pe compusul Dy-Co indicînd un unghi al conului de 140°C.

În cazul straturilor subțiri (1—2 μ) a fost pusă în evidență anizotropia magnetică uniaxială perpendiculară pe planul stratului, cu constanta de anizotropie $k_u = 4.10^5$ erg/cm^3 pentru un strat de Gd-Co [14]. Printre mecanismele prin care se încearcă explicarea apariției anizotropiei în cazul straturilor subțiri metal de tranziție-metal de pămînt rar un loc important îl ocupă cel datorat interacțiunilor de dipol magnetic și care se poate manifesta prin :

a — efecte de formă ale materialului compact ce pot conduce la apariția unor poli magnetici la suprafață.

b — existența în material a unor regiuni elipsoidale anizotrope.

c — efectele de perechi de atomi cuplați prin interacțiuni dipol — dipol.

Într-un mare număr de lucrări din care se citează doar [15, 28, 29] se ajunge la concluzia că originea anizotropiei magnetice în straturile subțiri ce conțin Co este procesul de formare de perechi de tipul Co-Co.

3.2. Momentul magnetic și tranziția de fază ordine — dezordine magnetică

Măsurători ale momentului magnetic la saturație în funcție de cîmp sau temperatură furnizează informații asupra ordonării magnetice a materialului respectiv în starea magnetică ordonată, precum și asupra tranziției de fază ordine-dezordine magnetică. Aceste informații, în

Tabelul 1

Parametrii magnetici pentru cîteva sticle magnetice

Sticla magnetică	$4\pi M_s$ la 300°K, (kGs)	μmax. $\times 10^{-3}$	H_c, (Oe)	T_c, (°k)	Bibliografie
$Fe_{80}P_{16}C_3B_1$	14,9	96	0,062	565	[33]+[34]
$Fe_{40}Ni_{40}P_{14}B_6$	7,9	70	0,050	520	[33]
$Fe_{80}B_{20}$	16,0	100	0,080	647	[35]+[36]
$Fe_{80}P_{13}C_7$	14,0	74	0,080	—	[37]
$Fe_{29}Ni_{44}P_{14}B_6Si_2$	4,9	46	0,057	—	[38]+[34]
$Fe_{45}Co_{35}P_{13}C_7$	10,7	40	0,190	673	[39]
$Co_{75}Si_{15}B_{10}$	6,0	60	0,03	—	[37]+[39]
$Fe_3Co_{72}P_{16}B_6Al_3$	6,3	120	0,023	600	[22]
$(Fe_{0,8}Ni_{0,2})_{78}Si_{10}B_{12}$	13,1	145	0,040	729	[40]
$(Fe_{0,8}Ni_{0,2})_{78}Si_8B_{14}$	13,1	210	0,022	733	[40]

cazul materialelor magnetice amorfe, sînt interpretate fie pe baza unor modele de magnetism de bandă, fie pe baza modelelor de magnetism datorat ionilor magnetici izolați sau pe baza unor modele mixte, fiecare model fiind aplicat anterior în bune rezultate în cazul unor compuși cu ordine cristalografică analogi stoichiometric cu cei amorfi. Din măsurători magnetice, tabelul 1, reiese că sticlele magnetice se comportă ca niște materiale magnetice moi. Forța coercitivă este mult mai mică pentru sticlele magnetice, comparativ cu aceleași aliaje în stare cristalină și este cuprinsă între 0,01—1 Oe. Temperaturile de tranziție ordine-dezordine magnetică sînt, pentru cele mai multe compoziții amorfe, sub temperatura de cristalizare și inferioare temperaturii de tranziție ordine-dezordine magnetică din starea cristalină.

În cazul materialelor de tip metal de tranziție-metal de pămînt rar valorile momentului magnetic la saturație sînt foarte diferite de la un material la altul. Se pot compara în figurile 7 și 8 dependențele de temperatură ale momentului magnetic la saturație pentru $GdFe_2$ cristalin și amorf și $TbFe_2$ cristalin și amorf. O interpretare inedită care explică apariția temperaturii de compensare la compusul ternar amorf Gd-Co-Mo a fost dată de Hasegawa [30], care consideră existența a două subrețele magnetice una de Co și una de Gd antiparalele, ale căror efecte conduc la o dependență a momentului magnetic la saturație cu temperatură

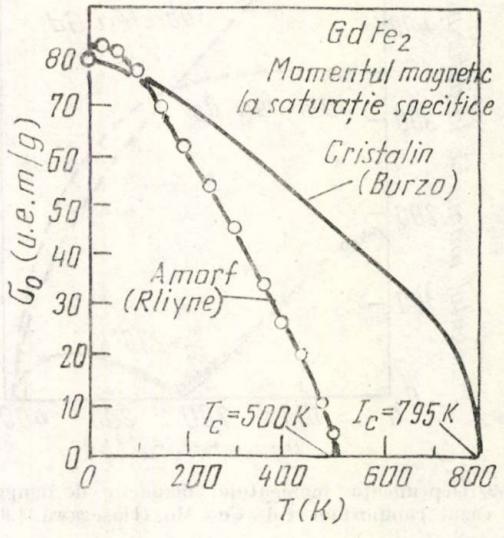


Fig. 7. Dependența momentului magnetic la saturație de temperatură la $GdFe_2$ cristalin și amorf (Burzo [31] și Rhyne [32]).

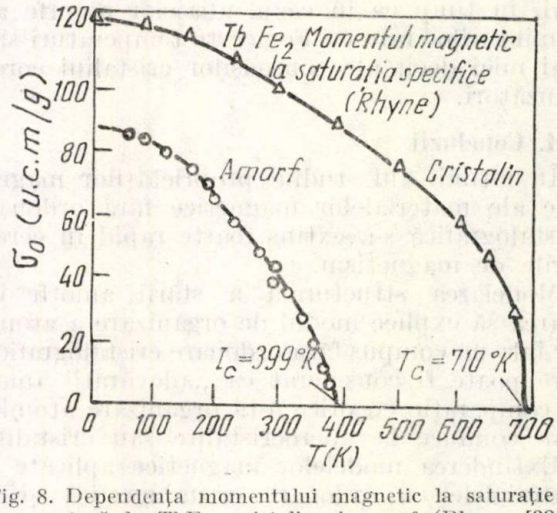


Fig. 8. Dependența momentului magnetic la saturație de temperatură la $TbFe_2$ cristalin și amorf (Rhyne [32]).

de compensare. Compararea rezultatelor calculelor făcute de acesta cu măsurătorile experimentale atestă o dependență surprinzător de bună (fig. 9). Tranziția de fază magnetică nu este la fel de distinctă ca în cazul compușilor cristalini analogi, uneori ajungîndu-se la tranziții definite prin ușoare inflexiuni, punînd semnul întrebării asupra ordinului doi al acesteia. Explicarea unor asemenea comportări se

face prin presupunerea existenței unor microregiuni de neomogenitate magnetică cu dimensiuni de aproximativ două ordine de mărime mai mici decît ale domeniilor magnetice. Din punct de vedere al valorilor temperaturilor de tranziție ordine-dezordine se constată că temperaturile de tranziție ale aliajelor amorfe ale

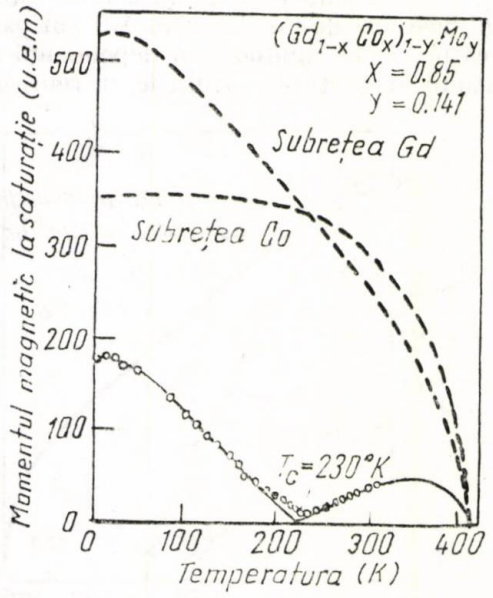


Fig. 9. Dependența momentului magnetic de temperatură în cazul compusului Gd—Co—Mo (Hasegawa [30]).

pămînturilor rare cu Co sînt, în general, mai mari decît ale compușilor cristalini corespunzători, în timp ce în cazul aliajelor amorfe ale pămînturilor rare cu Fe aceste temperaturi sînt mai mici decît ale compușilor cristalini corespunzători.

4. Concluzii

În ultimii ani studiul proprietăților magnetice ale materialelor magnetice fără ordonare cristalografică s-a extins foarte rapid în cercetările de magnetism.

Modelarea structurală a stării amorfe încearcă să explice modul de organizare a atomilor într-un compus fără ordonare cristalografică, care poate fi considerat ca „adevărat" amorf în comparație cu orice altă organizare atomică care conduce la microcristalite sau cristalite.

Extinderea modelelor magnetice aplicate la materialele cu ordonare cristalografică și în cazul materialelor magnetice amorfe conduce la explicarea parțială a proprietăților lor magnetice.

Proprietatea de anizotropie magnetică în cazul materialelor amorfe reprezintă principalul semn de întrebare pentru corelarea rezultatelor experimentale cu modelele magnetice folosite.

Pînă în prezent nu s-au găsit explicații acceptabile pentru ordonarea magnetică la distanță în compușii magnetici amorfi.

Bibliografie

[1] *V. Florescu*, Phys. Mag. Mat. Conf. Proc. Jasowiecz, Poland, 79 (1980).
[2] *A. Brenner, D.E. Couch* și *E.K. Williams*, J. Res. Bureau of Standards, 44, 109 (1950).
[3] *H. Jones*, Rep. Prog. Phys. 36, 1425 (1973)
[4] *V. Florescu*, Simpozionul Național de Fizica Solidului Cluj-Napoca, 1, 11, (1978).
[5] *T. Takayama*, J. Mat. Sci. *11*, 164 (1976).
[6] *D.E. Polk, B.C. Giessen, F.S. Gardner*, Mat. Sci. Eng. *23*, 309 (1976).
[7] *M. Moss, D.L. Smith, R.A. Lefever*, J. Appl. Phys Lett. *5*, 120 (1964).
[8] *W. Klement, R.H. Willens, P. Duwez*, Nature, *187*, 869 (1960).
[9] *R. Roberge, H. Herman*, Mat. Sci. Eng. *3*, 62 (1968).
[10] *P. Pietrokomsky*, R. Sci. Instr. *34*, 445 (1963).
[11] *S. Kavesh*, USA Patent Nr. 3, 845, 805 (5 noe. 1974)
[12] *J.J. Rhyne, S.J. Pickart* și *H.A. Alperin*, Phys. Rev. Lett. *29*, 1562 (1972).
[13] *J.J. Rhyne, S.J. Pickard* și *H.A. Alperin*, AIP Conf. Proc. *18*, 563 (1974).
[14] *P. Chaudhari, J.J. Cuomo* și *R.J. Gambino* IBMJ. Res. Dev. *17*, 66 (1973).
[15] *R.J. Gambino*, AIP Conf. Proc. *18*, 578 (1974).
[16] *D.S. Boudreaux* „Structure simulation of transition metal-metalloid glasses" Amorphous Magnetism II, 463 Ed. Plenum Press (1976).
[17] *C.H. Bennett*, J. Appl. Phys. *43*, 2727 (1972).
[18] *W.Y. Ching* și *Chan C. Lin* „Structural models for amorphous transition metal binary alloys", „Amorphous Magnetism II, 469, Ed. Plenum Press (1976).
[19] *M. Popescu* și *V. Florescu*, Preprint ICEFIZ CS, 4 iunie 1979.
[20] *M. Popescu* și *V. Florescu* „Short range order in some amorphous magnetis materials", Symposium „Physik der Magnetischen Werkstoffe", Dresda, noe. 1979.
[21] *G.C. Chi* și *G.S. Cargill* III, AIP Conf. Proc. *29*, 216(1976).
[22] *R.C. Sherwood, E.M. Gyorgyi, H.S. Chen, S.D. Ferris, G. Norman. H.J. Leamy*, AIP Conf. Proc. *24*, 745 (1975).
[23] *H.S. Chen, S.D. Ferris, E.M. Gyorgyi, H.J. Leamy, R.C. Sherwood*, Appl. Phys. Lett. *26*, 405 (1975).
[24] *H.J. Leamy, S.D. Ferris, G. Norman, D.C. Joy, R.C. Sherwood, E.M. Gyorgy, H.S. Chen*, Appl. Phys. Lett., *26*, 259 (1975).
[25] *R. Harris, M. Plischke* și *M.J. Zuckermann*, Phys. Rev. Lett. *31*, 160 (1973).
[26] *M.C. Chi, R. Alben*, AIP Conf. Proc. Series, *34*, 316 (1976).
[27] *J.M.D. Coey, J. Chappert, J.P. Rebouillat* și *T.S. Wang*. Phys. Rev. Lett. *36*, 1061 (1976).
[28] *D.C. Cronemeyer*, AIP Conf. Proc. *18*, 85 (1974).
[29] *P. Chaudhari* și *D.C. Cronemeyer*, AIP Conf. Proc. *24*, 573 (1975).
[30] *R. Hasegawa, B.E. Argyle* și *L.J. Tao*, AIP Conf. Proc. *24*, 110 (1975).
[31] *E. Burzo*, Zeit. für Angew. Phys. *32*, 127 (1971).
[32] *J.J. Rhyne, J.H. Schellung* și *N.C. Koon*, Phys. Rev. B.10, 4672 (1974).
[33] *R. Hasegawa* și *R.C.O'Handley* „Rapid quenched metals", sec. 1, MIT Press, Cambridge, 459 (1976).
[34] *R.C.O'Handley*, A.I.P. Conf. Proc. *29*, 206 (1976).
[35] *R. Hasegawa, R.C.O'Handley, L. Tanner, R. Roy* și *S. Kavesh* J. Appl. Phys. Lett, *29*, 219 (1976).
[36] *R. Hasegawa, R.C.O'Handley* și *L.J.Mendelson*, AIP Conf. Proc. 34, 298 (1976).
[37] *A. Fujimori, M. Kikuchi, Y. Obi* și *T. Masumoto*, Sci. Rept. Res. Instr. Tohoku Univ. *A26*, 36 (1976).
[38] *P.J. Flauders, C.D. Graham Jr.* și *T. Egami*, IEEE Trans. Mag. MAG-11, 1323 (1975).
[39] *M. Kikuchi, H. Fujimori, Y. Obi* și *T. Masumoto*, Japan. J. Appl. Phys. *14*, 1077 (1975).
[40] *T. Masumoto, K. Watanabe, M. Mitera* și *S. Ohnuma* „Amorphous Magnetism II", Plenum, Press, 369 (1977).

CZ 621.318.7

FILTRU PSEUDO N CĂI
TRANSMITANȚA X/E
GRAF DE FLUENȚĂ

Efectul pierderilor în filtre pseudo N—căi

IOAN CONSTANTIN, ADRIAN MANEA*) — BUCUREȘTI

Introducere

Performanțele filtrelor cu N căi de configurație standard sînt afectate de dificultățile de realizare identică a circuitelor ce constituie fiecare cale în parte [1, 5].

Din acest motiv, realizarea filtrelor cu N căi standard este confruntată cu imposibilitatea reducerii întregului sistem liniar cu parametri variabili periodic în timp, la un sistem liniar cu parametri constanți.

Un progres important a fost făcut [3] prin utilizarea unei singure rețele de bază care să asigure prin diviziune un timp, funcțiile îndeplinite de cele N rețele distincte din configurația standard. Se obțin, astfel (fig. 1) filtre pseudo N căi ce pot fi utilizate ca filtre de bandă cu performanțe deosebite. Ele sînt corespondentele realizabile ale filtrelor cu N căi standard în regim operant fără suprapunere, la care evoluția liberă a rețelelor de bază este suprimată între cuplări [5].

Rețeaua de bază, în mod obișnuit un filtru RC trece jos, este constituită dintr-o rețea liniară ce conține M condensatoare (C_1, C_2,...,C_M) a căror stare (tensiune) este memorată la sfîrșitul fiecărui regim operant ce corespunde unei

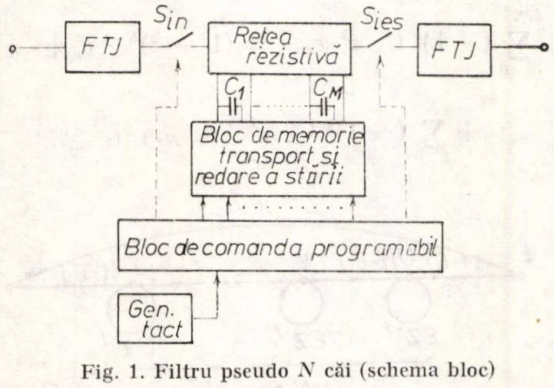


Fig. 1. Filtru pseudo N căi (schema bloc)

căi, după care sînt introduse stările anterioare ale căii următoare, înainte ca aceasta să devină operantă. În decurs de o periodă (T), toate cele N-căi ale filtrului trebuie să fie pe rînd operante, așa încît timpul maxim ce se poate aloca unui regim operant în ipoteza să nu se admite intercalarea sau suprapunerea funcționării căilor este T/N.

* Dr. ing. *Constantin, I.* și dr. ing. *Manea, A.* — Facultatea de electronică și telecomunicații din I.P.B.

Avînd în vedere ipoteza precedentă, blocul de memorie, transport și redarea stării se reduce la M registre cu N locații asociate fiecărui condensator din rețeaua de bază. Performanțele unor circuite practice cu structură pseudo N căi sînt afectate în principal, de imperfecțiunile elementelor ce constituie registrele de deplasare.

1. Registrul de transfer cu deplasare analogică a stărilor

Un registru de deplasare analogic asociat condensatorului C_i din rețeaua de bază a filtrului pseudo N căi este prezentat în figura 2. Comutatoarele S_1, S_2, ... S_N, S_{N+1} se închid

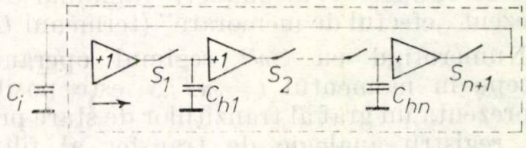


Fig. 2. Registru de deplasare analogic asociat unui condensator din rețeaua de bază.

succesiv într-o perioadă T, determinînd deplasarea stării condensatorului C_i pe condensatoarele din registru (C_h) și înapoi pe condensatorul rețelei de bază

$$C_i \rightarrow C_{h1} \rightarrow C_{h2} \rightarrow \ldots \rightarrow C_{hN} \rightarrow C_i.$$

Acest proces alterează starea preluată și readusă condensatorului C_0, din cauza celor $(N+1)$ transferuri parțiale. Fiecare transfer parțial este incomplet datorită rezistențelor nenule ale circuitului de transfer, iar starea transferată este dependentă de istoria stărilor anterioare ce le-a avut condensatorul pe care s-a făcut transferul.

Modelul unei celule de transfer este prezentat în figura 3, unde:

U_{10} reprezintă tensiunea ce trebuie transferată condensatorului C pe care în momentul inițial se găsește tensiunea U_{20};

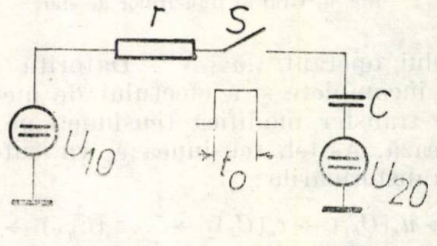


Fig. 3. Model pentru celula de transfer.

r — suma rezistențelor din circuitul de transfer fiind formată din:
— rezistența comutatorului în stare de conducție;
— rezistența de ieșire a amplificatorului separator din circuitul de transfer ce are cîștigul α;
t_0 este timpul finit alocat unui transfer.

Închizînd comutatorul la momentul $t = 0$, se poate scrie expresia tensiunii $u(t)$ pe condensatorul C:

$$u(t) = \alpha U_{10}\,(1 - e^{-t/rC}) + U_{20}\,e^{-t/rC}, \qquad (1)$$

iar în momentul deschiderii, $t = t_0$:

$$u(t_0) = \alpha\,U_{10}\,(1 - e^{-t_0/rC}) + U_{20}\,e^{-t_0/rC}. \qquad (2)$$

Notînd:

$$\varepsilon = e^{-t_0/rC},$$

relația (2) devine:

$$u(t_0) = \alpha U_{10}\,(1 - \varepsilon) + U_{20}\,\varepsilon. \qquad (3)$$

Dacă $\alpha = 1/(1-\varepsilon)$ amplificatorul poate compensa transferul incomplet, rămînînd totuși prezent „efectul de memorare" (termenul $U_{20}\varepsilon$).

Numerotînd cu „n" regimul operant ce începe în momentul $t = nT/N$ este posibil a reprezenta un graf al tranzițiilor de stare printr-un registru analogic de transfer al filtrului pseudo N căi. O porțiune din acest graf este prezentată în figura 4.

Tensiunea e_n, prezentă la sfîrșitul regimului operant „n" pe condensatorul rețelei de bază C_i, este preluată de condensatorul C_{h1} din registrul analogic de deplasare și transferată succesiv în decurs de o perioadă (T) condensatoarelor C_{h2}, C_{h3} ... C_{hn} și înapoi condensatorului C_i pentru a asigura condițiile necesare începerii

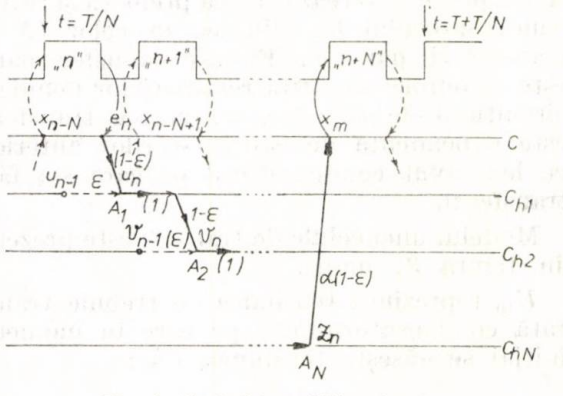


Fig. 4. Graf al tranzițiilor de stare.

regimului operant „$n+N$". Datorită transferurilor incomplete și a efectului de memorare, fiecare transfer modifică tensiunea pe care o deplasează. Astfel, tensiunea e_n va suferi succesiv transformările:

$$e_n(C) \to u_n(C_{h1}) \to v_n(C_h)_2 \to \ldots z_n(C_{hN}) \to x(C). \qquad (4)$$

Se presupune că ultimul transfer ($C_{hN} \to C$) este singurul afectat de cîștigul neunitar al amplificatorului separator (cîștigul în celelalte transferuri este presupus riguros unitar).

Scriind ecuațiile ce corespund nodurilor A_1, $A_2, \ldots, A_{N+1}$, din graf se obține sistemul de ecuații cu diferențe finite:

$$\begin{cases} u_n = (1-\varepsilon)e_n + \varepsilon u_{n-1} \\ v_n = (1-\varepsilon)u_n + \varepsilon v_{n-1} \\ \vdots \\ x_n = \alpha(1-\varepsilon)z_n + \varepsilon e_{n+N-1} \end{cases} \qquad (5)$$

Notînd cu F transformata Z a funcției f_n sistemul de $N+1$ ecuații se scrie în domeniul Z:

$$\begin{cases} U = (1-\varepsilon)E + \varepsilon U z^{-1} \\ V = (1-\varepsilon)U + \varepsilon V z^{-1} \\ \vdots \\ X = \alpha(1-\varepsilon)z + \varepsilon E z^{N-1} \end{cases} \qquad (6)$$

Cu ajutorul grafului de fluență al sistemului (6) prezentat în figura 5 se poate calcula transmitanța X/E.
Se obține:

$$\frac{X}{E} = \frac{\alpha(1-\varepsilon)^{N+1} + \sum_{k=0}^{N}(-1)^k\,C_N^k\,\varepsilon^{k+1}\,z^{N-k-1}}{\sum_{k=0}^{N}(-1)^k\,C_N^k\,(\varepsilon z^{-1})^k} \qquad (7)$$

Revenind în domeniul timp se obține relația de recurență dintre stări:

$$\sum_{k=0}^{N}(-1)^k\,C_N^k\,\varepsilon^k\,x_{n-k} = (1-\varepsilon)^{N+1}\,e_n + \\ + \sum_{k=0}^{N}(-1)^k\,C_N^k\,\varepsilon^{k+1}\,e_{n+N-k-1}. \qquad (8)$$

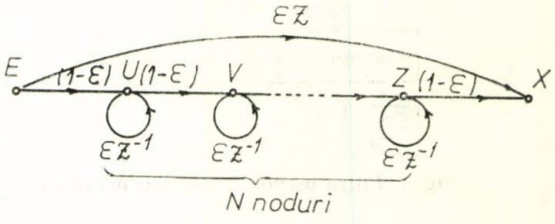


Fig. 5. Graf de fluența pentru calculul transmitanței X/E.

Particularizînd (8) pentru $N = 3$ și neglijînd termenii, în care ε apare la o putere mai mare ca doi, se obține relația de recurență:

$$x_n - 3\,\varepsilon\,x_{n-1} = \alpha\,(1 - 4\,\varepsilon)\,e_n + \varepsilon\,e_{n+6} \qquad (9)$$

Relațiile de tipul (8) și (9) nu sînt cunoscute în literatura de specialitate în care s-au folosit formule empirice nefundamentate de parametrii electrici ai schemei.

2. Factorul de transfer al filtrului pseudo N căi

Se consideră un filtru pseudo N căi avînd rețeaua de bază un circuit RC de integrare, urmărindu-se realizarea prin efect N căi a unui circuit selectiv de ordinul doi. Se consideră un regim operant simplu(comutatoarele se închid o singură dată în timpul alocat căii T/N pentru o durată a T/N unde $0 < a < 1$). Notațiile sînt precizate în schema din figura 6.

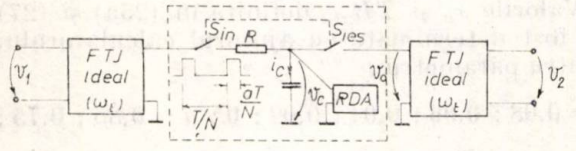


Fig. 6. Schema filtrului pseudo N căi avînd rețeaua de bază un circuit de integrare.

Dacă la intrare se aplică un semnal sinusoidal ce poate trece prin filtrul TJ de la intrare :

$$v_1(t) = E\, e^{s_0 t}, \tag{10}$$

atunci se pot scrie relațiile :

$$\begin{cases} v_c(t) = V_c(s_0,\ t)\, e^{s_0 t} \\ i_c(t) = I_c(s_0,\ t)\, e^{s_0 t} \\ v_0(t) = V_0(s_0,\ t)\, e^{s_0 t} \end{cases} \tag{11 a}$$

Deoarece rețeaua R(fig. 6) constituie un sistem liniar cu parametrii periodic variabili în timp, perioada fiind T/N [3, 5], se pot scrie relațiile :

$$\begin{cases} V_c(s_0,\ t) = V_c\left(s_0,\ t \pm k\,\dfrac{T}{N}\right) \\ I_c(s_0,\ t) = I_c\left(s_0,\ t \pm k\,\dfrac{T}{N}\right) \\ V_0(s_0,\ t) = V_0\left(s_0,\ t \pm k\,\dfrac{T}{N}\right) \end{cases} \tag{11 b}$$

Pentru poziția închis a comutatorului de intrare (S_{in}) este valabilă ecuația diferențială :

$$v_1(t) = RC\,\frac{\mathrm{d}v_c(t)}{\mathrm{d}t} + v_c(t), \tag{12}$$

sau, ținînd seama de relațiile (11) :

$$E = (1 + s_0\, R\, C)\, V_c(s_0,\ t) + RC\,\frac{\mathrm{d}V_c(s_0,\ t)}{\mathrm{d}t}. \tag{13}$$

Rezolvînd (13) se obține :

$$V_c(s_0,\ t) = \frac{E}{1 + s_0 RC} + A\, e^{-\left(s_0 + \frac{1}{RC}\right)\left(t - n\frac{T}{N}\right)}, \tag{14}$$

pentru $t \in \left[n\,\dfrac{T}{N},\ (n + a)\,\dfrac{T}{N}\right]$. A este o constantă de integrare ce urmează a fi determinată cu ajutorul relațiilor de recurență (8) stabilite anterior. Tensiunea la ieșire, $v_0(t)$ este :

$$v_0(t) = \begin{cases} v_c(t) \text{ dacă } t \in \left[n\,\dfrac{T}{N},\ (n + a)\,\dfrac{T}{N}\right. \\ 0 \quad \text{dacă } t \in \left[(n + a)\,\dfrac{T}{N},\ (n+1)\,\dfrac{T}{N}\right]. \end{cases} \tag{15}$$

Fiind periodică, funcția $V_0(s,\ t)$ poate fi scrisă :

$$V_0(s,\ t) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} V_{or}\, e^{j r \frac{2\pi}{T} N t}, \tag{16}$$

iar :

$$V_{or} = \frac{N}{T} \int_{n\frac{T}{N}}^{(n+a)\frac{T}{N}} V_c(s_0,\ t)\, e^{-j r \frac{2\pi}{T} N t}\, \mathrm{d}t, \tag{17}$$

dar :

$$v_2(t) = V_{00}(s_0)\, e^{s_0 t}$$

unde :

$$V_{00} = V_{or}\,|_{r=0}. \tag{18}$$

Factorul de transfer al întregului filtru va fi :

$$W(s_0) = \frac{V_{00}(s_0)}{E} = \frac{a}{1 + s_0 RC} + \frac{AN}{ET}\,\frac{1 - e^{-\left(s_0 + \frac{1}{RC}\right)\frac{aT}{N}}}{s_0 + \frac{1}{RC}}. \tag{19}$$

Rescriind (9) cu observația :

$$\begin{aligned} x_n &= v_c\left[(n + 3)\,\frac{T}{3} + 0\right], \\ e_n &= v_c\left[n\,\frac{T}{3} + \frac{aT}{3} - 0\right], \end{aligned} \tag{20}$$

se obține pentru un filtru cu $N = 3$ căi relația de recurență între stări :

$$v_c\left[(n + 3)\,\frac{T}{3} + 0\right] - 3\,\varepsilon\, v_c\left[(n + 2)\,\frac{T}{2} + 0\right] = \alpha(1 - 4\,\varepsilon)\, v_c\left[n\,\frac{T}{3} + \frac{aT}{3} - 0\right] + \varepsilon\, v_c\left[(n + 2)\,\frac{T}{3} + \frac{aT}{3} - 0\right]. \tag{21}$$

Ţinînd seama de relaţiile (11) şi de egalitatea (21), din relaţia (14) se obţine valoarea constantei A :

$$A = \frac{E}{1 + s_0 CR}. \tag{22}$$

$$\cdot \frac{\alpha(1-4\varepsilon)\, e^{-s_0 T\left(1-\frac{a}{3}\right)} - \varepsilon^{-s_0 T\left(\frac{2}{3}-\frac{a}{3}\right)} - 3\,\varepsilon e^{s_0 t/3}}{\alpha(1-4\varepsilon)\, e^{-s_0 T - \frac{aT}{3RC}} + \varepsilon\, e^{-s_0 \frac{2T}{3} - \frac{aT}{3RC}} + 3\,\varepsilon e^{-s_0 T/3}},$$

care permite exprimarea completă a factorului de transfer (19).

3. Efectul pierderilor din registrul de deplasare asupra proprietăţilor de selectivitate

Proprietăţile de slectivitate ale filtrului pseudo N căi sînt determinate de comportarea numitorului N din expresia (22).

Notînd :

$$N = a\, e^{-s_0 T} + b\, e^{-s_0 \frac{2T}{3}} + c\, e^{-s_0 \frac{T}{3}}, \tag{23}$$

unde $a = \alpha(1 - 4\varepsilon)\, e^{-\frac{aT}{3RC}}$, $b = \varepsilon e^{-\frac{aT}{3RC}}$, $c = 3\,\varepsilon$ se poate evalua modulul numitorului la frecvenţa $\omega = \Omega + \Delta\omega\ (\Omega = 2\pi/T)$:

$$|N| = \sqrt{x^2 A + xB + C}, \tag{24}$$

unde $x = \frac{\Delta\omega}{\Omega}$, $A = (a_1^2 + a_2^2)$, $B = 2\cdot(a_1 b_1 + a_2 b_2)$, $C = b_1^2 + b_2^2$, $a_1 = \frac{\pi}{\sqrt{3}}(2b - c)$, $a_2 = 2\pi\left(\frac{2b + c}{6} - a\right)$, $b_1 = a - 1 - \frac{b + c}{2}$, $b_2 = \frac{\sqrt{3}}{2}(b - c)$.

Minimul funcţiei $|N|$ se realizează la frecvenţa pentru care :

$$x_0 = \frac{\Delta\omega_0}{\Omega} = -\frac{B}{2A} = F(\alpha), \tag{25a}$$

deci frecvenţa de acord a filtrului cu N căi va fi :

$$\omega_{ac} = \Omega - \frac{B}{2AT}, \tag{25b}$$

iar banda de trecere la 3 dB a circuitului pseudo N căi se obţine prin analogie cu un circuit selectiv de ordinul 2 :

$$\sqrt{1 + \frac{A}{C - \frac{B^2}{4A}}\left(x + \frac{B}{2A}\right)^2} = \sqrt{1 + \Omega^2\left(\frac{x - x_0}{\pi B_{3dB}}\right)^2}. \tag{26}$$

Din (26) rezultă prin cîteva tansformări:

$$B_{3dB} = \frac{1}{\pi T}\frac{\sqrt{4AT - B^2}}{2A}. \tag{27}$$

Relaţiile (25) şi (27) pun în evidenţă deplasarea frecvenţei centrale normate a filtrului pseudo N căi (x) faţă de frecvenţa de tact [1] şi dependenţa benzii de trecere la 3 dB a circuitului de parametrii filtrului (a, α, T/RC) şi pierderile în registrul de deplasare ($\varepsilon = e^{-t_0/rC}$).

Valorile x_0 şi TB_{3dB} definite în (25a) şi (27) au fost determinate cu ajutorul calculatorului pentru parametrii :

$$\varepsilon = 0{,}08\ ;\ 0{,}06\ ;\ 0{,}04\ ;\ 0{,}02\ ;\ 0\ ;\ a = 0{,}35\ ;\ 0{,}75\ ;$$

$$\frac{T}{RC} = 1\ ;\ 0{,}5\ ;\ \alpha \in [1 \ldots 2].$$

Se obţin familii de curbe avînd pe ε parametru.

În figura 7 se prezintă dependenţa dintre abaterea normată a frecvenţei de acord a filtrului ($x_0 = \Delta\omega_0/\Omega$) de pierderile în registrul de transfer (ε) şi amplificarea de compensare introdusă pe bucla acestuia (α) pentru $a = 0{,}75$, $T/RC = 1$.

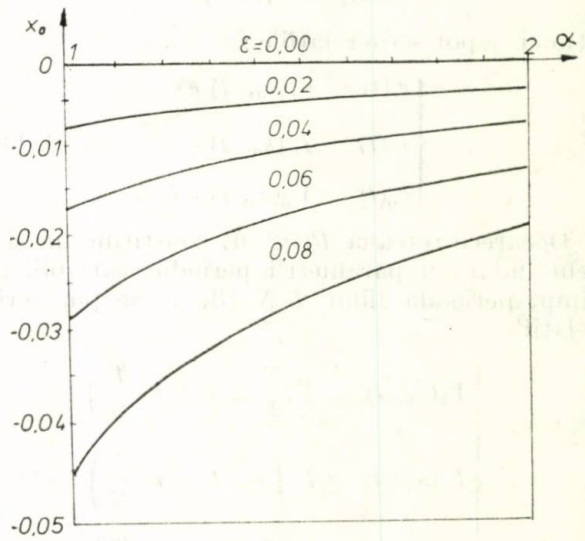


Fig. 7. Dependenţa abaterii normate a frecvenţei de acord de pierderile în registrul de transfer (ε) şi amplificarea pe bucla registrului (α), $a = 0{,}75$, $T/RC = 1$.

În figura 8 se prezintă produsul TB_{3dB} în funcţie de aceiaşi parametri şi în aceleaşi condiţii.

Figurile 9, 10 prezintă aceleaşi curbe [$x_0 = f(\alpha, \varepsilon)$, $TB_{3dB} = f(\alpha, \varepsilon)$] dar cu parametrii $a = 0{,}25$ $T/RC = 0{,}5$.

De asemenea printr-un program de calcul a fost posibilă reprezentarea modulului şi argumentului factorului de tranfer $W(x)$ aşa cum apare în relaţia (19).

Astfel în figurile 11 şi 12 sînt prezentate curbele $|W(y)| = f(x, \varepsilon)$ pentru $\varepsilon = 0{,}02\ ;\ 0{,}015\ ;\ 0{,}01\ ;\ 0{,}05\ ;\ 0$, $a = 0{,}25$, $T/RC = 0{,}5$ iar $x \in [-0{,}2$

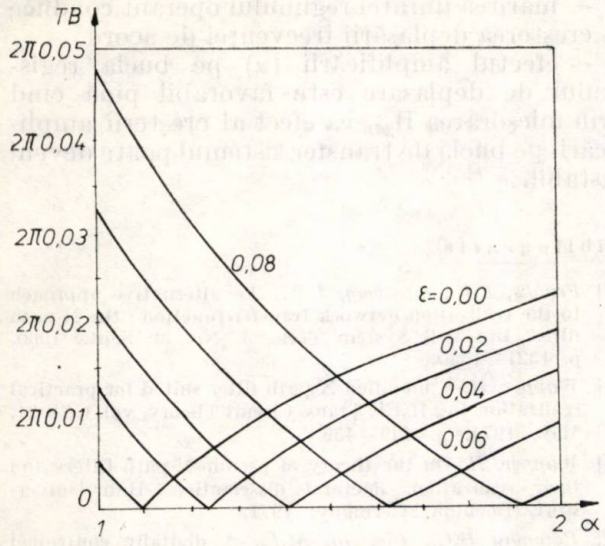


Fig. 8. Dependența dintre banda la 3 dB a filtrului și amplificare (α) avînd pe ε parametru : $a = 0{,}75$; $T/RC = 1$.

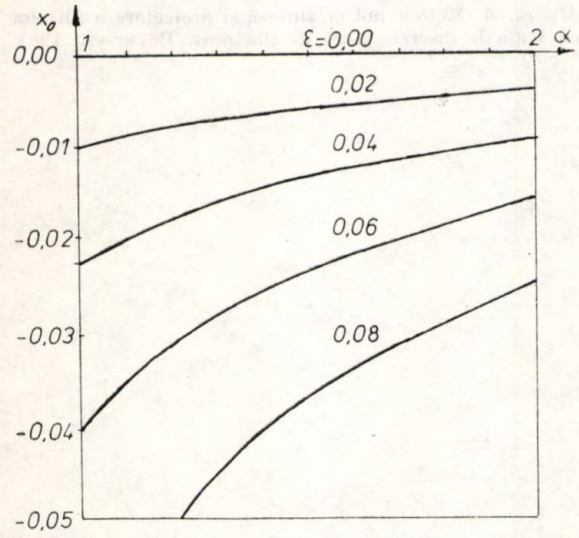


Fig. 9. Abaterea normată a frecvenței de acord în raport cu frecvența de tact pentru diverse valori ale parametrului ε și amplificarea pe bucla registrului de deplasare $a = 0{,}25$ $T/RC = 0{,}5$.

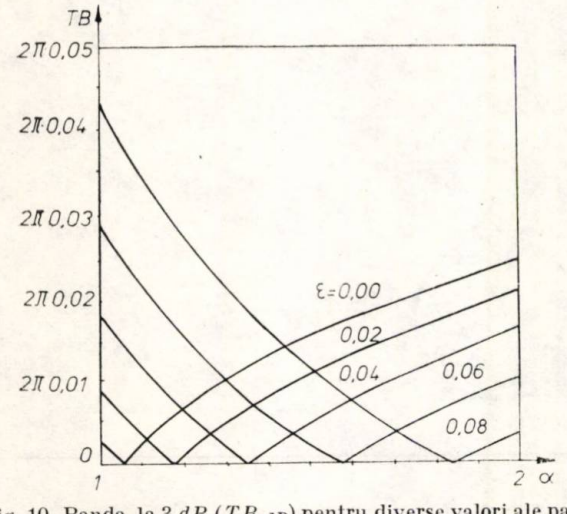


Fig. 10. Banda la 3 dB (TB_{3dB}) pentru diverse valori ale parametrului ε în funcție de α $a = 0{,}26$; $T/RC = 0{,}5$.

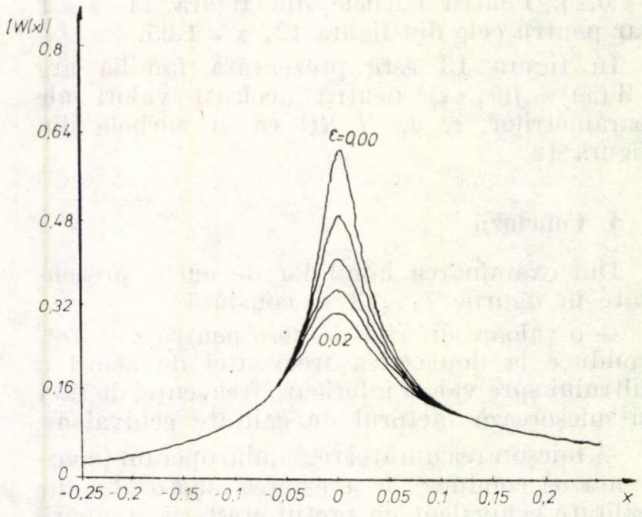


Fig. 11. Modulul factorului de transfer $|W(x)|$ al filtrului pseudo N căi în funcție de frecvență pentru diferite valori ale pierderilor, calculat în condițiile $\alpha = 1$; $a = 0{,}25$; $T/RC = 0{,}5$.

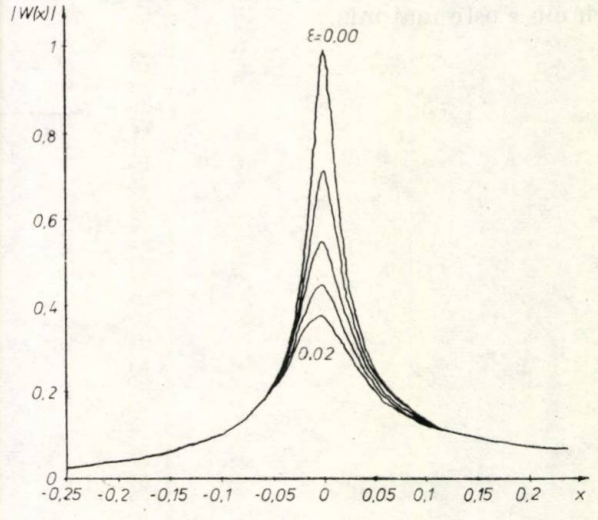


Fig. 12. Modulul factorului de transfer $|W(x)|$ al filtrului pseudo N căi în funcție de frecvență pentru diferite valori ale pierderilor, calculat în condițiile $\alpha = 1{,}05$; $a = 0{,}25$; $T/RC = 0{,}5$.

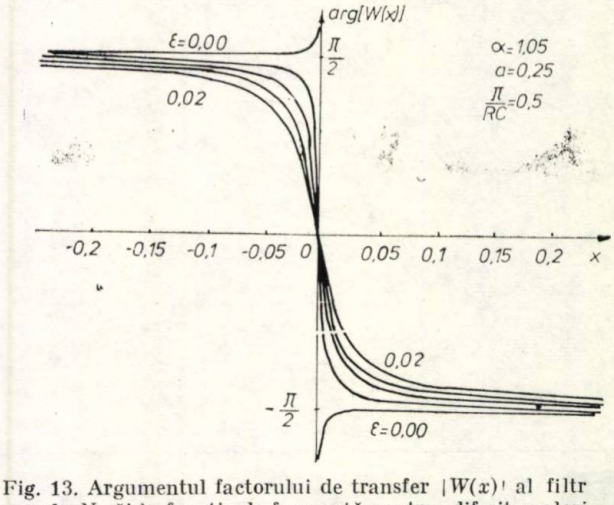


Fig. 13. Argumentul factorului de transfer $|W(x)|$ al filtr pseudo N căi în funcție de frecvență pentru diferite valori pierderilor calculat în condițiile $\alpha = 1{,}05$; $a = 0{,}25$- $T/RC =$

$+0{,}2]$. Pentru curbele din figura 11 $\alpha = 1$ iar pentru cele din figura 12, $\alpha = 1{,}05$.

În figura 13 este prezentată familia $\arg\{W(x)\} = f(x, \varepsilon)$ pentru aceleași valori ale parametrilor ε, a, T/RC ca și curbele din figura 12.

4. Concluzii

Din examinarea familiilor de curbe prezentate în figurile 7...13 se constată:

— o valoare diferită de zero pentru $\varepsilon = e^{t_0/rC}$ conduce la deplasarea frecvenței de acord a filtrului spre valori inferioare frecvenței de tact și micșorează factorul de calitate echivalent.

— micșorarea duratei regimului operant (constanta a) conduce la creșterea factorului de calitate echivalent cu prețul creșterii atenuării în banda de trecere a filtrului (efectul este similar cu mărirea constantei de timp a rețelei de bază). Efectul este cu atît mai pronunțat cu cît ε este mai mic.

— mărirea duratei regimului operant conduce la creșterea deplasării frecvenței de acord.

— efectul amplificării (α) pe bucla registrului de deplasare este favorabil pînă cînd prin micșorarea B_{3dB} ca efect al creșterii amplificării pe bucla de transfer sistemul poate deveni instabil.

Bibliografie

[1] *Franks, L.E., Sandberg, I.W.*, An alternative approach to the realization network transfer function : the N-path filter. In : Bell System Tech. J. No. 39 Sept., 1960, p. 1321—1350.

[2] *Wupper, H.* A modified N-path filter suited for practical realization In : IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CAS-21, May, 1974, p. 449—456.

[3] *Wupper, H.* On the theory of pseudo-N-path filters and their realization, doctoral dissertation, Ruhr-Universitat, Bochum, Germany, 1971.

[4] *Patangia H.C., Blostein, M.L.*, A digitally controlled tunable N-path filter. In : IEEE Trans. on Circuits and systems, vol. CAS-25, nr. 3, p. 135—144 (Mar., 1978).

[5] *Manea, A.* Metode noi de sinteză și proiectare a filtrelor cu semnale discrete, teză de doctorat, București, 1981.

I. P. I. — c. 110

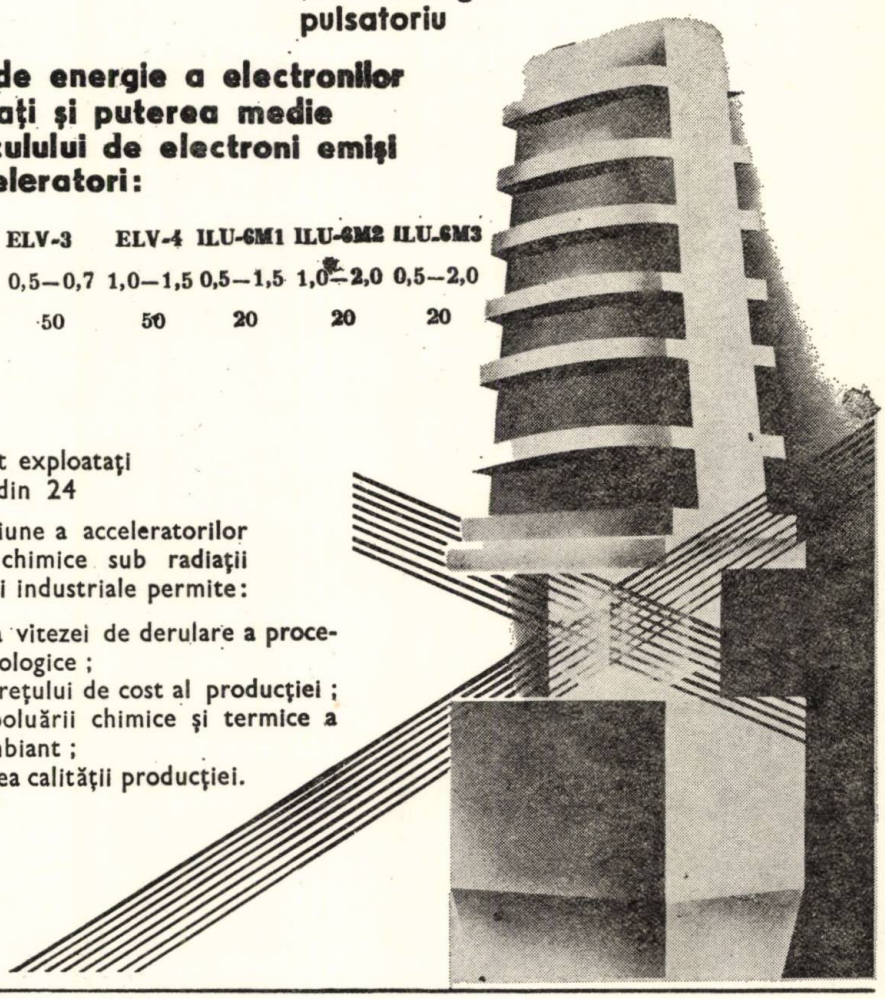
ACCELERATOR DE ELECTRONI

SERIA ELV
cu acţiune directă, şi funcţionare în regim continuu

SERIA ILU—6
cu o singură cavitate, rezonanţă de înaltă frecvenţă, cu funcţionare în regim pulsatoriu

Gama de energie a electronilor acceleraţi şi puterea medie a fasciculului de electroni emişi de acceleratori:

	ELV-1	ELV-2	ELV-3	ELV-4	ILU-6M1	ILU-6M2	ILU-6M3
MeV	0,4—1,0	0,8—1,5	0,5—0,7	1,0—1,5	0,5—1,5	1,0—2,0	0,5—2,0
kW	20	20	50	50	20	20	20



Acceleratorii sînt exploataţi 24 de ore din 24

Punerea în funcţiune a acceleratorilor prin procedeele chimice sub radiaţii în diverse ramuri industriale permite:

- augmentarea vitezei de derulare a procedeelor tehnologice ;
- reducerea preţului de cost al producţiei ;
- reducerea poluării chimice şi termice a mediului ambiant ;
- îmbunătăţirea calităţii producţiei.

Exportator:

Techsnabexport
USSR MOSCOW

32/34 Bd. Smolenskaya-Sennaya
121200—Moscova URSS
Telefon 244—32—85
Telex: 411328 TSESU

PUBLICOM

Controlul nedistructiv

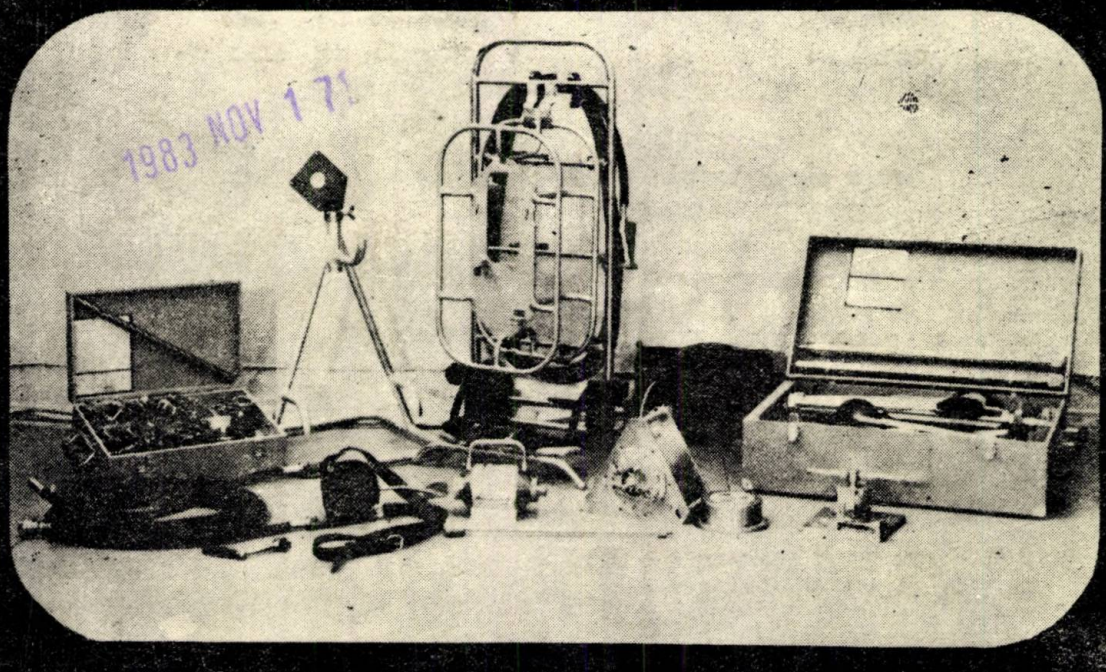
este o garanţie a fiabilităţii muncii dv.!

Cea mai bună alegere a dv. este controlerul universal de defecte cu raze gamma şi tub flexibil

GAMMARID — 192

Acest aparat este destinat controlului radiografic nedistructiv al calităţii elementelor şi lucrărilor următoare:

- pieselor culee de turnătorie, ambutisate, mulate, de forjă, sudate etc.;
- sudurilor de oleo- şi gazoducte;
- lucrărilor de acces dificil în construcţii navale, aeronautice şi din alte ramuri industriale;
- structuri de construcţii.


1983 NOV 17

Unităţile de gammagrafie de tipul GAMMARID — 192 se disting prin următoarele calităţi:

— posibilitatea radiografierii diverselor materiale într-o gamă largă de grosismente;

— radiografie comodă prin excelenţă datorită unei vaste game de accesorii;

— folosirea ca surse de raze gamma a diferitor izotopi (tuliu—170, cesiu—137, iridiu—192) fără necesitatea reajustării lor;

— securitatea radiologică în conformitate cu normele A.I.E.A.;

— dimensiuni şi mase mici, construcţie simplă, fiabilitate.

Caracteristici tehnice principale:

Tipul	GAMMARID 192/4	GAMMARID 192/120
Grosimea materialelor de radiografiat, mm:		
oţel	1—40	1—80
metale şi aliaje uşoare	1—200	1—250
Activitatea sursei utilizate Iridiu — 192, Bq(Ci)	$14,8^{10}(4)$	$4,4 \cdot 10^{12}(120)$
Debitul maxim al dozei de expunere a razelor gamma, A/kg (mR/h):		
la distanţa de 50 mm de la suprafaţa capului de raze	$3,59 \cdot 10^{-9}(50)$	$3,59 \cdot 10^{-9}(50)$
la distanţa de 1 m de la suprafaţa capului de raze	$14,34 \cdot 10^{-11}(2,0)$	$14,34 \cdot 10^{-11}(2,0)$
Dimensiunile capului de raze, mm	240×170×110	240×170×110
Masa capului de raze, kg.	7	16

Exportator:

Techsnabexport USSR MOSCOW

32/34 Bd. Smolenskaya—Sennaya; 121200 Moscova, U.R.S.S.; Telefon: 244.32.85; Telex: 411328 TSE SU

PUBLICOM

64 E 2040/1

ELEKTROTECHN.

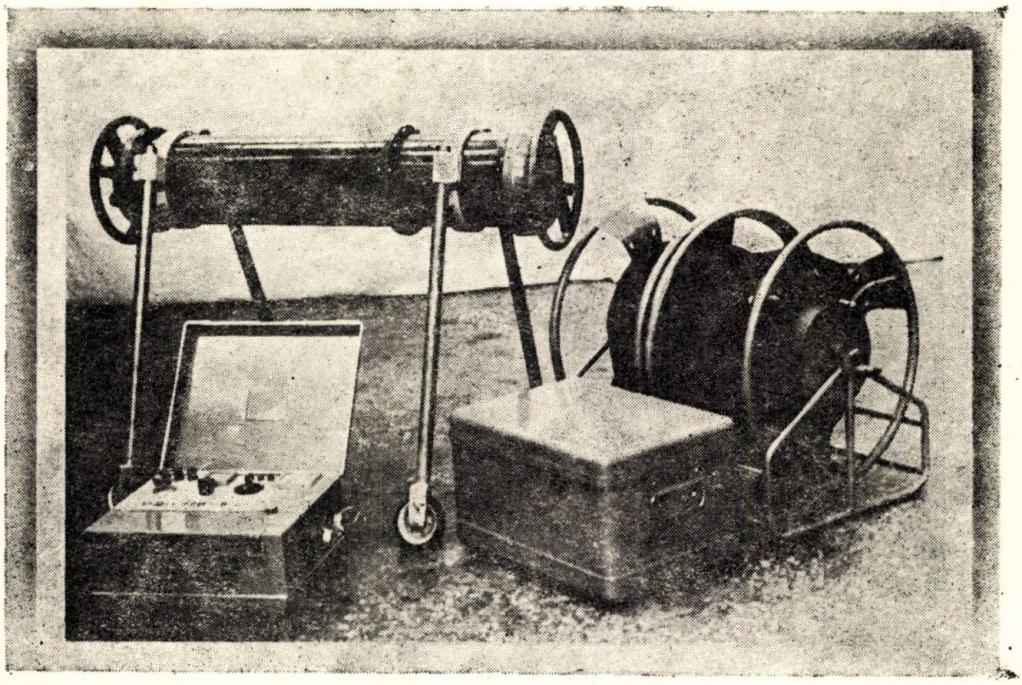
REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 31 NR. 4 • MAI 1983

Aparat mobil cu raze X — RAP — 220

pentru controlul nedistructiv atît prin raze dirijate, cît şi panoramice



Acest aparat este un instrument indispensabil în controlul calităţii:

- **sudurilor,**
- **gazoductelor,**
- **diferitor structuri metalice.**

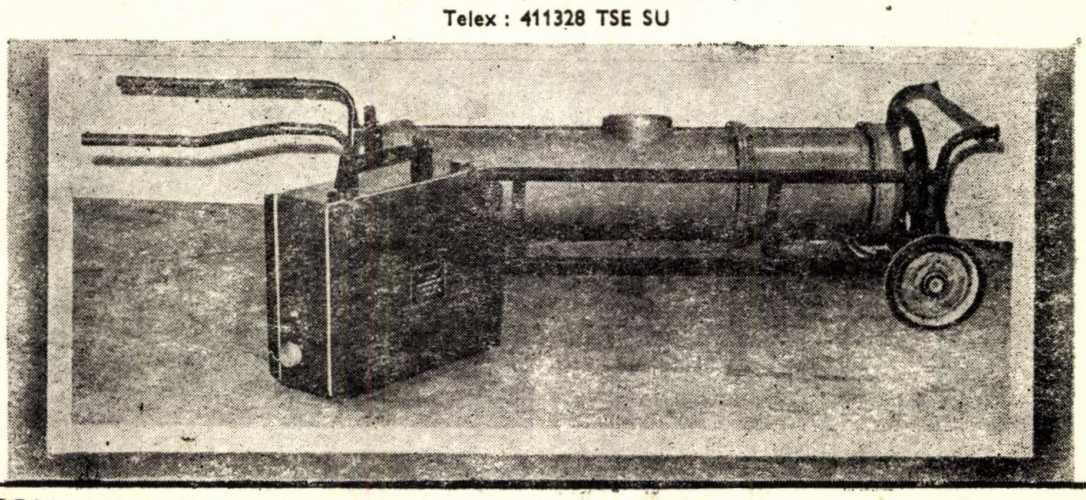
Caracteristici tehnice

Tensiunea anodică a tubului de raze X, kV	220
Curentul anodic al tubului de raze X, mA	5
Puterea absorbită, kVA	2
Dimensiunea petei focale, mm :	
în regim de fascisul dirijat, sub un unghi solid de 50°	1,6 × 1,6
în regim de raze panoramice, sub un unghi de ieşire de 360° × 30°	5,0 × 0,5

Exportator :

Techsnabexport
USSR MOSCOW

32/34 Bd. Smolenskaya—Sennaya ; 121200 :
Moscova, U.R.S.S. ; Telefon ; 244—32—85;
Telex : 411328 TSE SU



PUBLICOM

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 31 Nr. 4 mai 1983

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.793.7 :535.378

TRIBOELECTRICITATE
ACOPERIRI ANTICOROZIVE

Tănăsescu, T. Fl. ş.a.: **Locul triboelectricităţii în tehnologiile de acoperire decorative şi anticorozive cu pudre din mase plastice.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 4, mai 1983, p. 129

Aplicînd efectul triboelectric autorii au efectuat un tip original de proiector electrocinetic de pudre pentru acoperirea prin pudrare a pieselor metalice, acoperire care asigură o uniformitate mai bună peliculelor de proiecţie pe piese cu configuraţie complicată.

CZ 628.93.001.24

CALCULUL ILUMINĂRII
RAPORT DIRECT

Dinculescu, P., Popescu, M.: **Calculul instalaţiilor de iluminat în încăperi cu proprietăţi reflectante reduse.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 4, mai 1983, p. 131

Se demonstrează avantajul calculului iluminării medii directe prin metoda raportului direct al instalaţiei de iluminat faţă de metoda punct cu punct, subliniindu-se necesitatea ca printre datele de catalog ale corpurilor de iluminat să figureze raportul direct sau, cel puţin indicatorii de distribuţie a fluxului luminos pe baza cărora se poate determina raportul direct.

CZ 621.297 :621.298

CUPLARE FIBRE OPTICE
ECUAŢII DE ANALIZĂ

Sofron, E., Oprişan, M.: **Consideraţii generale asupra modului de cuplare a fibrelor optice.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 4, mai 1983, p. 135

În lucrare se evaluează, cu referiri concrete, o metodă generală de analiză a cuplajelor tronsoanelor de fibre optice, insistîndu-se pe eficienţa ce se poate realiza într-un astfel de caz.

CZ 621.3.066.6 :621.3.028

CONTACTE ELECTRICE
REZISTIVITATE ELECTRICĂ

Drossu, M. A., Eremia, M., Anastasescu, M.: **Cu privire la posibilitatea utilizării determinărilor de rezistivitate electrică drept mijloc de control al stabilităţii fabricaţiei de contacte electrice.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 4, mai 1983, p. 138

Lucrarea se referă la rezultatele unui program de cercetări vizînd analiza posibilităţilor de utilizare a determinărilor de rezistivitate electrică — parametru semnificativ pentru funcţia de contact electric şi indicator al gradului de sinterizare — drept mijloc de control al stabilităţii fabricaţiei de contacte electrice.

Z 658.562 :621.004.64 :681.143

SISTEME DE CALCUL
FIABILITATE

Stăicuţ, E., Svasta, P.: **Consideraţii privind fiabilitatea sistemelor de calcul.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 4, mai 1983, p. 143

Specialiştii s-au obişnuit de mult cu noţiunea de fiabilitate a echipamentelor şi componentelor, astfel încît, în prezent, încercările şi indicatorii de fiabilitate figurează în orice fişă tehnică a producătorilor [1]. Noţiunea amintită se extinde însă, de cîţiva ani, de la domeniul hardware la software. Lucrarea de faţă încearcă să constituie o introducere în problemă.

RECENZII

CRONICI

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU , ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HANGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI

Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.793.7 :535.378

ТРИБОЭЛЕКТРИЧЕСТВО
ПРОТИВОКОРРОЗИЙНЫЕ ПОКРЫТИЯ

Тэнэсеску, Т. Фл. и др.: **Роль трибоэлектричества в тэхнологии декоративных и противокоррозийных покрытий из пластмассового порошка.**

E.E.A.—Electrotehnica 31, № 4, май 1983, стр. 129

Используя трибоэлектрический эффект, авторы создали оригинальный тип электрокинетического проектора для покрытия металлических деталей порошком путём опыления, покрытия, обеспечивающего большую однородность защитных плёнок на деталях сложной конфигурации.

УДК 628.93.001.24

РАСЧЁТ ОСВЕЩЕНИЯ
ПРЯМАЯ ЗАВИСИМОСТЬ

Динкулеску, П., Попеску, М.: **Расчёт осветительных установок для помещений со сниженными отражательными возможностями.**

E.E.A.—Electrotehnica 31, № 4, май 1983, стр. 131

Демонстрируется преимущество расчёта среднего прямого освещения методом прямого отношения осветительных установок в сравнении с точечным методом. Подчёркивается необходимость наличия среди каталоговых характеристик осветительных установок и значения прямого отношения или, в крайнем случае, указателей распределения светового потока, на основе которых возможно определение прямого отношения.

УДК 621.297.621.298

СОЕДИНЕНИЕ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКОН
УРАВНЕНИЯ ИССЛЕДОВАНИЯ

Софрон, Е., Опришан, М.: **Общие замечания относительно способа соединения оптических волокон.**

E.E.A.—Electrotehnica 31, № 4, май 1983, стр. 135

В работе конкретно оценивается общий метод исследования соединений отрезков оптических волокон, обращая внимание на эффективность, получаемую в этом случае.

УДК 621.3.066.6 : 621.3.028

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ КОНТАКТЫ
ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ УДЕЛЬНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

Дроссу, М. А., Еремия, М.: Анастасеску, М.: **О возможности использования определений электрического удельного сопротивления, как средства контроля стабильности производства электрических контактов.**

E.E.A.—Electrotehnica 31, № 4, май 1983, стр. 138

Имеются в виду результаты программы исследований, имеющей в виду изучение возможностей использования определений электрического удельного сопротивления, являющегося важным параметром для функции электрического контакта и указателя степени спекания — в качестве средства контроля стабильности производства электрических контактов.

УДК 658.562 :621.004.64 :681.143

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ
НАДЁЖНОСТЬ

Стэйкуц, Е., Сваста, П.: **О надёжности вычислительных систем.**

E.E.A.—Electrotehnica 31, № 4, май 1983, стр. 143

Специалисты свыклись с понятиями: надёжность оборудования и компонентов, так что, в настоящее время результаты испытаний на надёжность и показатели надёжности фигурируют в любой технической карточке производителей [1]. Однако упомянутое понятие в послендие годы распространяется от области hardware на область software. Настоящая работа берёт на себе задачу познакомить с этим читателей.

РЕЦЕНЗИЯ

INHALT

DK 621.793.7 :535.378

TRIBOELEKTRIZITÄT
NICHTKORROSSIVE DECKUNGEN

Tănăsescu, T. Fl. u-a.: **Die Stelle der Triboelektrizität in den dekorativen und nichtkorrossiven Deckungstechnologien mit Pulver aus Kunststoffe.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 4, Mai 1983, S. 129

Anwendend die Wirkung der Triboelektrizität haben die Verfasser einen eigenartigen elektrokinetischen Pulverprojektor zur Deckung durch Bestäuben der metallischen Wekstücke ausgeführt. Diese Deckung gewährleistet eine bessere Gleichförmigkeit der Schutzhaut auf Werkstücken mit schwieriger Gestaltung.

DK 628.93.001.24

BERECHNUNG DER BELEUCHTUNG
DIREKTER BEZUG

Dinculescu, P., Popescu, M: **Die Berechnung der Beleuchtungsanlagen in Räumen mit ermässigten Beleuchtungseigenschaften.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 4, Mai 1983, S. 131

Hiermit beweist man den Vorteil der Berechnung mittlerer direkter Beleuchtung durch das Verfahren des direkten Bezugs der Beleuchtungsanlage im Vergleich zum Verfahren Punkt mit Punkt. Weiterhin hebt man die Notwendigkeit hervor, dass unter den Katalogdaten der Beleuchtungskörper der direkte Bezug steht, oder wenigstens die Verteilungszeiger des Lichtstroms auf deren Grund man den direkten Bezug ermitteln kann.

DK 621.297 :621.298

ANKUPPLUNG OPTISHER FIBER
ANALYSENGLEICHUNGEN

Sofron, E., Oprişan, M.: **Allgemeine Berücksichtungen über das Kupplungsverfahren optischer Fiber.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 4, Mai 1983, S. 135

Mit konkretem Bezug wird hier ein allgemeines Analysenverfahren der Streckenkupplungen optischer Fiber geschätzt und man besteht auf den Wirkungsgrad den man in einem solchen Fall erziehen kann.

DK 621. 3.066.6 :621.3.028

ELEKTRISCHE KONTAKTE
ELEKTRISCHER WIDERSTAND

Drossu, M.A., Eremia, M., Anastasescu, M.: **Mit Hinblick auf die Möglichkeit die Ermittlungen des elektrischen Widerstandes als Prüfmittel der Beständigkeit in der Erzeugung elektrischer Kontakte anzuwenden.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 4, Mai 1983, S. 138

Dieses Werk bezieht sich auf die Ergebnisse eines Forschungs programms das auf die Analyse der Möglichkeiten die es zur Anwendung der Ermittlungen des elektrischen Widerstandes gibt, zielt— bedeutsamer Parameter für die Funktion von elektrischem Kontakt und Zeiger des Sinterngrades —als Prüfmittel der Beständigkeit in der Erzeugung elektrischer Kontakte.

DK 658.562 :621.004.64 :681.143

RECHENSYSTEME
BETRIEBSSICHERHEIT

Stăicuţ, E., Svasta, P.: **Betrachtungen mit Bezug auf die Zuverlässigkeit der Rechensysteme.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 4, Mai 1983, S. 143

Längst haben sich die Fachlente an den Begriff Betriebssicherheit der Ansrüstungen und Bestandteile derart gewöhnt, dass jetzt die Zuverlässigkeitsversuche und Zuverlässigkeitzeiger in jedwelchem technischen Laufzettel der Erzeuger zu finden sind [1].

Der obenerwahnte Begriff dehnt sich aber seit einpaar Jahren von hardware zu software aus. Das Werk sersucht eine Einführung in dieses Problem zu sein.

REZENSION

SUMMARY

DC 621.793.7 :535.378

FRICTIONAL ELECTRICITY
ANTICORROSIVE COATING

Tănăsescu, T. Fl. e.a.: **The place of frictional electricity within the range of anticorrosive and decorative coating technologies by plastic powders.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 4, May 1983, p. 129

Applying the effect of frictional electricity, the authors have conceived an original type of electrocynetic projector of powders for coating metallic pieces by powdering, coating that provides a better uniformity to protection films on pieces of complicated configuration.

DC 628.93.001.24

CALCULATION OF ILLUMINATION
DIRECT RATIO

Dinculescu, P., Popescu, M.: **Calculation of lightening units in rooms with reduced reflecting characteristics.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 4, May 1983, p. 131

The authors demonstrate the advantage of calculating the direct average illumination by the method of the direct ratio of the lightening fitting, compared to the point-by-point method, undelying the neccessity of the introduction of the direct ratio among the specifications in the catalogues regarding lightening units, or at least, the distribution indicators of the luminous flux on the basis of which, the direct ratio can be determined.

DC 621.297 :621.298

COUPLING OF OPTICAL FIBRES
ANALYSIS EQUATIONS

Sofron, E., Oprişan, M.: **General considerations on the coupling mode of optical fibres.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 4, May 1983, p. 135

The paper estimates, by concrete references, a general method of analyzing the couplings of optical fibre segments, stressing on the efficiency of such a case.

DC 621.3.066.6 :621.3.028

ELECTRICAL CONTACTS
ELECTRIC RESISTIVITY

Drossu, M. A., Eremia, M., Anastasescu, M.: **On the possibility of using electric resistivity determinations as means of control regarding the stability of electrical contacts production.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 4, May 1983, p. 138

The paper considers the results of a research program with a view to analyzing the possibilites of using the electric resistivity determinations — a significant parameter for the electric contact function and an indicator of the synterizing level — as a means of controlling the stability of electric contact production.

DC 658.562 :621.004.64 :681.143

CALCULATION SYSTEMS
RELIABILITY

Stăicuț, E., Svasta, P. : **Considerations on the reliability of calculation systems.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 4, May 1983, p. 143

The specialists have long become familiar with the notion of fiability of equipments and components, so that, today, reliability test and indicators are present in all technical sheets [1]. The above — mentioned notion has recently been extended from hardware to software. This paper tries to make an introduction with the problem.

REVIEWS

SOMMAIRE

CD 621.793.7 :535.378

TRIBO-ELECTRICITÉ
RECOUVREMENTS ANTICORROSIFS

Tănăsescu, T. Fl. et d'a. : **Place de la tribo-électricité dans le technologies de recouvrements décoratifs et anticorrosifs par poudres de matières plastiques.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 4, mai 1983, p. 129

Moyennant l'application de l'effet tribo-électrique, les auteurs ont effectué un type original de projecteur électrocynétique de poudres pour le recouvrement par poudrage des pièces métalliques, recouvrement assurant, une uniformité meilleure des pellicules pour pièces à configuration compliquée.

CD 628.93.001.24

CALCUL DE L'ÈCLAIRAGE
RAPPORT DIRECT

Dinculescu, P., Popescu, M. : **Calcul des installations d'éclairage dans les pièces à propriétés réfléchissantes réduites.**

E.E.A.—Electrotehnica 31, nr. 4, mai 1983, p. 131

On y démontre l'avantage de l'éclairage moyen direct par la méthode du rapport direct de l'installation d'éclairage en comparaison avec la méthode point par point, soulignant la nécessité concernant le fait que parmi les données de catalogue des luminaires figurent le rapport direct ou, au moins, les indicateurs de distribution du flux de lumière moyennant lesquels on peut déterminer le rapport direct.

CD 621.297 :621.298

COUPLAGE FIBRES OPTIQUES
EQUATIONS D'ANALYSE

Sofron, E., Oprișan, M. : **Considérations générales sur le mode de couplage des fibres optiques.**

E.E.A.—Electrotehnica 31, nr. 4, mai 1983, p. 135

Dans cet ouvrage on évalue, tout en donnant des exemples concrets, une méthode générale pour l'analyse des couplages des tronçons de fibres optiques, insistant sur l'efficience qu'on peut réaliser.

CD 621.3.066.6 :621.3.028

CONTACTS ÈLECTRIQUES
RÈSISTIVITÈ ÈLECTRIQUE

Drossu, M. A., Eremia, M., Anastasescu, M. : **Sur la possibilité d'utiliser les déterminations de la résistivité électrique comme moyen pour le contrôle de la stabilité lors de la fabrication de contacts électriques.**

E.E.A.—Electrotehnica 31, nr. 4, mai 1983, p. 138

Cet ouvrage se réfère aux résultats d'un programme de recherches, visant l'analyse des possibilités d'utilisation des déterminations de la résistivité électrique-paramètre essentiel pour la fonction de contact électrique et indicateur du degré de frittage-comme moyen de contrôle de la stabilité lors de la fabrications de contacts électriques.

CD 658.562 :621.004.64 :681.143

SYSTEMES DE CALCUL
FIABILITÈ

Stăicuț, E., Svasta, P. : **Considérations sur la fiabilité des systèmes de calcul.**

E.E.A.—Electrotehnica 31, nr. 4, mai 1983, p. 143

Les spécialistes se sont habitués depuis longtemps à la notion de fiabilité des équipements et des composants de sorte que, de nos jours, les essais et les indicateurs de fiabilité figurent en toute fiche technique des réalisateurs [1]. La notion mentionné est appliquée par extension, depuis quelques années, du domaine hardware au domaine software. Cet ouvrage essaie de constituer une introduction dans ce problème-ci.

RECENSION

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAŞINI UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ŞI ELECTRONICĂ

Electrotehnica nr. 4

CZ 621.793.7 :535.378

Locul triboelectricităţii în tehnologiile de acoperire decorative şi anticorozive cu pudre din mase plastice

FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, CONSTANTIN ANTOHI, MIHAI DURUIAN, NARCIS RADA* – Bucureşti

Introducere

În prezent la majoritatea instalaţiilor industriale de acoperire prin pudrare a obiectelor metalice aderarea pudrei la suprafaţa acestora are loc datorită electrizării particulelor de pudră cu ajutorul unor surse de înaltă tensiune speciale, sigure la scurtcircuit, care pot debita curenţi de ordinul a 0,1—1,0 mA la tensiunea de 50—120 kV.

Cu toate perfecţionările aduse proiectoarelor de pudră electrostatice, dotate cu surse de IT independente, în cursul ultimilor cincisprezece ani nu s-a reuşit totuşi să se elimine dezavantajele principale ale procedeului, respectiv:

- neuniformităţi în grosimea stratului de pudră depus (la muchii datorită îndesirii liniilor de cîmp grosimea stratului depus este cu 30—40% mai mare decît în restul suprafeţei, iar în cazul adînciturilor şi orificiilor cu diametrul sub 15 mm pudra nu pătrunde aproape deloc);
- consum mare de pudră în cazul profilelor complicate (pentru ca în adînciturile să se asigure un strat protector suficient de gros este nevoie să se prelungească durata pudrării de 2—3 ori mai mult decît este necesar pentru restul suprafeţei — din această cauză pe suprafeţele plane sau bombate la exterior, stratul va fi de 2—3 ori mai gros decît este necesar).

Pe lîngă aceste dezavantaje sursele de înaltă tensiune adaptate proiectoarelor de pudră sînt aparate complexe, relativ scumpe şi introduc în cadrul instalaţiilor de pudrare un element cu fiabilitate scăzută.

În încercările de a elimina deficienţele de mai sus s-a apelat la efectul triboelectric cunoscut încă din antichitate. Triboelectricitatea reprezintă electricitatea care apare la contactul dintre două suprafeţe ale unor corpuri de natură diferită.

Helmholtz a explicat sarcinile triboelectrice presupunînd că atunci cînd două corpuri de natură diferită sînt puse în contact apare un transfer de sarcini de la unul la altul ducînd la formarea unui strat electric dublu. Pe cele două feţe în contact se formează straturi de sarcini electrice de semne opuse, distanţa dintre ele fiind de cîteva diametre moleculare [1].

La separarea celor două suprafeţe, chiar dacă iniţial diferenţa de potenţial este foarte mică pot apare, ca urmare a micşorării capacităţii, diferenţe de potenţial foarte mari. Frecarea are un rol secundar, mărind suprafaţa stratului dublu şi temperatura suprafeţelor de contact, favorizînd astfel acumularea unor sarcini mai mari. Dacă nu ar exista frecarea între cele două suprafeţe în contact, transferul de sarcini electrice s-ar face în numai cîteva puncte (numai în porţiunile proeminente ale asperităţilor suprafeţelor respective). Stratul dublu de sarcini electrice poate apare şi la contactul dintre un fluid şi un corp solid. S-a constatat astfel că la deplasarea unui amestec de aer cu particule de pudră din mase plastice, printr-un tub de teflon, pot apare diferenţe de potenţial între particulele de pudră şi pereţii interiori ai tubului de ordinul 200—300 kV.

Asemenea diferenţe de potenţial duc la ionizarea intensă a jetului de fluid (amestec aer + + pudră) şi prin dirijarea acestuia către un obiect metalic pus la pămînt apare un curent electric a cărui expresie dedusă de F. Cooper [2] este:

$$I = \frac{1}{4} R_e \cdot C_x \cdot \varepsilon_r \varepsilon_0 \xi \cdot v,$$

* Dr. ing. *Fl. T. Tănăsescu*, dr. ing. *C. Antohi*, ing. *M. Duruian*, fiz. *N. Rada* — Centrul de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică — ICPE — Bucureşti.

unde:

R_e este numărul lui Reynolds;

C_x — coeficientul de rezistență al lui Reynolds;

v — viteza medie a fluidului;

$\varepsilon_r \varepsilon_0$ — permitivitatea medie;

$$\xi = 4\pi \cdot \sigma \cdot x,$$

în care:

σ este densitatea de suprafață a sarcinilor electrice;

x — grosimea stratului dublu.

În urma unor încercări efectuate în R.F.G. rezultă că proiectoarele electrocinetice asigură o încărcare a particulelor de pudră de ordinul 10^{-7} Coloumb/gram, proiectoarele electrostatice asigură o încărcare de 10^{-6} Coloumb/ gram în timp ce valoarea minimă necesară pentru asigurarea unei acoperiri corespunzătoare se situează la circa 10^{-8} Coloumb/gram [3].

Cercetări efectuate în ultimii cinci ani au dus la realizarea a numeroase tipuri de proiectoare de pudră care folosesc efectul triboelectric [4].

ICPE a realizat, de asemenea, un tip original [5] de proiector de pudră electrocinetic, cu ajutorul căruia, efectuînd o serie de experimentări s-au obținut rezultate foarte interesante care clarifică domeniile de utilizare ale proiectoarelor electrostatice și triboelectrice cu avantajele și dezavantajele respective.

1. Experimentări și rezultate obținute

Folosind un proiector manual de pudră tip PPM.00 (NTR 174 E/79), alimentat la o tensiune de 55—60 kV, cu un debit reglat la circa

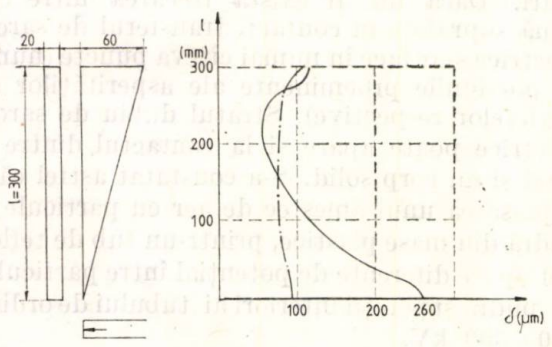


Fig. 1. Forma epruvetelor folosite la determinarea capacității de pătrundere a celor două tipuri de proiectoare de pudră încercate și grosimea medie (δ) a peliculelor rezultate. Săgeata indică locul de măsurare a grosimii peliculelor obținute cu:

——— proiectorul electrostatic

—.—.—. proiectorul electrocinetic.

200 g/min și un proiector de pudră electrocinetic cu piesele active din teflon și un debit de pudră practic identic cu cel al proiectorului electrostatic, s-au acoperit în aceleași condiții de mediu, piese metalice de forma indicată în figurile 1, 2 și 3. Durata pudrării a fost aceeași în toate cazurile experimentate: 15 ± 1 s.

Pudra folosită a fost pudră tip ICPE de culoare gri cu granulația sub 80 μm.

La piesele din tablă subțire, cu forma indicată în figura 1, se constată, în cazul pudrării cu pistolul electrostatic, variații ale grosimii peliculei rezultate, în lungul piesei, între 60 și 260 μm.

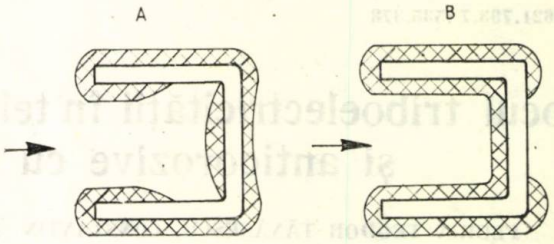


Fig. 2. Modul de depunere a pudrei pe un profil U cu laturile de 40 mm, cînd se folosește: A — proiector electrostatic, B — proiector electrocinetic. Săgeata indică direcția jetului de pudră.

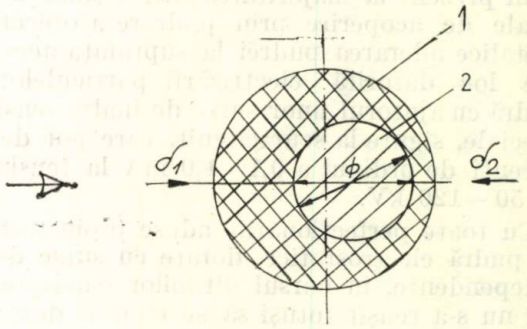


Fig. 3. Modul de acoperire a unei țevi sau bare cilindrice din metal cînd se pudrează dintr-o parte. Săgeata indică direcția jetului de pudră. 1 — peliculă de protecție; 2 — metal.

Utilizîndu-se proiectorul electrocinetic variația de grosime a peliculei se încadrează între 80 și 105 μm.

Procedînd identic și în cazul unor profile U cu laturile de 40 mm, se constată deficiențe de acoperire la colțurile interioare în cazul proiectorului electrostatic și un grad insuficient de acoperire a spatelui epruvetelor în cazul proiectorului electrocinetic (fig. 2.)

Barele și țevile cu diametre mai mici de 30 mm, acoperite numai dintr-o singură parte, se acoperă destul de bine și pe partea opusă cu ajutorul proiectorului electrostatic și satisfăcător cu ajutorul proiectorului electrocinetic (fig. 3).

Astfel, raportul dintre grosimea peliculei obținute pe suprafața opusă proiectorului (δ_2) și grosimea peliculei obținute pe suprafața expusă direct acțiunii proiectorului (δ_1) este 0,9 în cazul proiectorului electrostatic și 0,78 în cazul proiectorului electrocinetic (valorile indicate reprezintă media aritmetică a cel puțin zece determinări).

La valori mai mari ale diametrului barelor, capacitatea de acoperire a proiectorului electrocinetic ajunge pe suprafața din spatele piesei practic egală cu zero, în timp ce la diametre de ordinul 60 mm raportul $\frac{\delta_2}{\delta_1}$ se menține la proiectorul electrostatic în jurul valorii de 0,7.

Experimentările efectuate pe obiecte cu suprafețe plane (table de dimensiuni 2 000 × 1 000) cu cele două tipuri de proiectoare au dus la rezultate asemănătoare.

Se constată totuși o productivitate mai mare cu circa 50% a proiectoarelor electrostatice.

Prin mărirea debitului de pudră la proiectorul de tip electrocinetic scade brusc randamentul depunerii (raportul dintre cantitatea de pudră depusă pe suprafața obiectului și cea proiectată asupra acestuia).

Proiectoarele electrocinetice necesită, de asemenea, în exploatare o curățire și o uscare mai pretențioasă a aerului comprimat folosit la pudrare.

2. Concluzii

Proiectoarele electrocinetice, în comparație cu cele electrostatice asigură uniformitate mai bună peliculelor de protecție realizate pe piese cu configurație complicată (canale, profile, adînciturі și găuri etc.).

Aceste proiectoare oferă cea mai economică soluție tehnică în cazul acoperirii interiorului țevilor cu diametre sub 250 mm, situație în care proiectoarele electrostatice obișnuite nu se pot utiliza din cauza descărcărilor intense care apar între duză și țeavă.

Proiectoarele electrostatice cu surse de înaltă tensiune independente rămîn însă superioare celor electrocinetice din punct de vedere al productivității și capacității de învăluire a pieselor.

Pe de altă parte, simplitatea construcției, siguranța în exploatare și prețul de cost redus al proiectoarelor electrocinetice, le impun ca elemente ale oricărei instalații moderne de acoperire cu pudre din mase plastice, putînd fi utilizate fie independent, fie în combinație cu proiectoarele electrostatice clasice.

Bibliografie

[1] *Vick, F.A.* Theory of contact electrification. In British Journal of appl. Phys., supplement 2 (1953), p. 1–6.

[2] *Cooper, F.W.* The electrification of fluids in motion. In : British Journal of appl. Phys., supplement 2 (1953) p. 11–16.

[3] * * * „Pulverwolken über Hamburg", In : Industrie — Lackier-Betrieb, 48, nov. 1980, nr. 11., p. 397–422.

[4] *Auerbach, D.* Ermittlung technologischer Parameter für elektrostatische Plastbeschichtungsanlagen. In : Berichte der VII^te te Vortrags-Informations-und Arbeitstagung Elektrostatisches Beschichten, p. 150–168. Hochschule fur Verkehrswesen — Dresden — 1976.

[5] *Tănăsescu, Fl. T., Antohi, C.* Dispozitiv de acoperire cu pudră în cîmp electrostatic. Brevet R.S.R. nr. 68.339.

CZ 628.93.001.24

CALCULUL ILUMINĂRII
RAPORT DIRECT

Calculul instalațiilor de iluminat în încăperi cu proprietăți reflectante reduse

PAUL DINCULESCU și MIHAI POPESCU* — București

1. Punerea problemei

Calculul instalațiilor de iluminat interior se efectuează simplu și comod folosind metoda factorului de utilizare definit ca raportul dintre fluxul luminos Φ_u primit de suprafață (planul) de lucru și fluxul luminos $\Sigma\Phi_l$ al lămpilor din instalație :

$$u = \frac{\Phi_u}{\Sigma\Phi_l} \qquad (1)$$

Fluxul luminos Φ_u are o componentă directă Φ_d care provine nemijlocit de la corpurile de iluminat instalate și o componentă Φ_r, rezultată în urma reflexiilor multiple între suprafețele care delimitează încăperea (pereți, tavan, planul de lucru). Factorul de utilizare se poate determina prin calcul și se găsește tabelat în funcție de factorii de reflexie ai suprafețelor și de indicele instalației :

$$K = \frac{a.b}{h(a+b)}, \qquad (2)$$

(a, b — dimensiunile planului de lucru, h — înălțimea de montare a corpurilor de iluminat față de planul de lucru). Influența componentei reflectate a fluxului luminos (Φ_r) asupra valorii factorului de utilizare este cu atît mai importantă cu cît factorii de reflexie ai suprafețelor încăperii sînt mai mari (pentru condiții identice în rest).

* Conf. dr. ing. *Dinculescu, P.* și asist. ing. *Popescu, M.* Facultatea de electrotehnică a Institutului politehnic — București.

Încăperile industriale (halele de producţie) sînt caracterizate, în general, de factori de reflexie mici ai suprafeţelor; pereţii vitraţi au $\rho \approx 0{,}1$, iar noţiunea de tavan aproape că nu are sens. La halele de dimensiuni mari, influenţa pereţilor devine neglijabilă, iar în cazul atelierelor sau secţiilor de producţie situate în asemenea hale dispare şi noţiunea de pereţi. Planul de lucru are, de asemenea, un factor de reflexie echivalent foarte mic. În plus, în iluminatul industrial se folosesc cu precădere corpuri de iluminat direct, care trimit fluxul luminos, în principal, spre planul de lucru, tavanul nefiind iluminat direct.

În asemenea condiţii, calculul instalaţiilor de iluminat trebuie să se bazeze pe iluminarea directă a suprafeţei de lucru.

2. Calculul iluminării directe

Pentru calculul iluminării directe, se poate aplica metoda punct cu punct sau se pot folosi valorile raportului direct al instalaţiei.

2.1. *Calculul iluminării directe folosind metoda punct cu punct*

Împărţind suprafaţa de calcul în k pătrate/dreptunghiuri cu laturi convenabil alese şi calculînd iluminarea E_j în centrul acestor pătrate/dreptunghiuri, se poate determina iluminarea medie:

$$E_{med} = \frac{1}{k} \sum_{j=1}^{k} E_j \cdot \qquad (3)$$

Numărul de puncte în care se calculează iluminarea trebuie astfel ales încît, pe de o parte, iluminarea medie calculată să se apropie cît mai mult de valoarea reală, corespunzătoare unui număr infinit de puncte de calcul (numărul de puncte să fie foarte mare) şi, pe de altă parte, volumul de calcule să fie rezonabil (numărul de puncte să fie limitat). Un număr prea mic de puncte sau puncte alese necorespunzător pot conduce la rezultate eronate prin introducerea în calcule a unor valori necaracteristice ale iluminării (majoritatea valorilor mici sau maxime ale acesteia). Într-o primă aproximaţie, se poate aprecia că punctele de calcul nu trebuie să se găsească exclusiv pe direcţia intensităţii luminoase maxime a corpului de iluminat (care, la majoritatea surselor folosite în iluminatul interior, coincide cu axa optică), iar între numărul de puncte de calcul N_p şi numărul de corpuri de iluminat N trebuie să existe relaţia:

$$N < N_p < 5N. \qquad (4)$$

Numărul relativ mare de puncte de calcul, implicînd un volum mare de calcul, impune folosirea calculului automat. În cele ce urmează, se prezintă o metodologie de calcul indicată pentru un calculator de birou programabil, dar care poate fi folosită şi pentru calculatoare de capacitate mai mare.

Se consideră o încăpere cu dimensiunile suprafeţei de lucru A', B' (fig. 1), în cadrul căreia se delimitează o zonă de dimensiuni A, B pe care trebuie calculată iluminarea produsă de

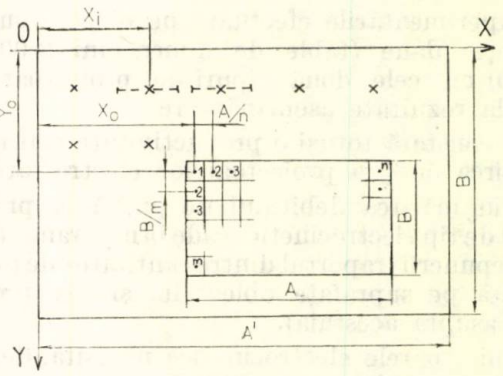


Fig. 1

cele N corpuri de iluminat instalate în încăpere. Încăperii i se ataşează sistemul de coordonate XOY. Amplasarea corpurilor de iluminat se indică prin coordonatele „centrelor" lor X_i, Y_j, amplasarea putînd fi regulată sau oarecare. Iluminarea se calculează în centrele unor dreptunghiuri cu laturile A/n şi B/m (n, m — numere întregi).

Punctul curent în care se calculează iluminarea este dat prin coordonatele sale X, Y care iniţial iau valorile X_0, Y_0. Punctele se constituie în m şiruri de cîte n puncte. Poziţia punctului de calcul faţă de un corp de iluminat este dată de distanţele;

$$x = |X_i - X|, \qquad (5)$$

$$a = |Y_i - Y|.$$

Iluminarea într-un punct se calculează cu expresiile:

a — pentru surse „punctiforme":

$$E = \frac{\Phi}{1000} \cdot \frac{I_\alpha \cos^3 \alpha}{h^2}, \qquad (6)$$

unde:

$$\alpha = \operatorname{arc\,tg} \frac{\sqrt{x^2 + a^2}}{h},$$

b — pentru surse liniare, de lungime l, montate paralel cu axa X:

$$E = \frac{\Phi}{1\,000} \cdot \frac{I_\gamma}{l} \cdot \frac{\cos^2 \gamma}{2h} (\varphi_{l''} - \varphi_{l'} +$$

$$+ \sin \varphi_{l''} \cos \varphi_{l''} - \sin \varphi_{l'} \cos \varphi_{l'}), \qquad (7)$$

unde:

$$\gamma = \text{arc tg}\,\frac{a}{h},$$

$$\varphi_{l''} = \text{arc tg}\,\frac{x + \frac{l}{2}}{\sqrt{a^2 + h^2}},$$

$$\varphi_{l'} = \text{arc tg}\,\frac{x - \frac{l}{2}}{\sqrt{a^2 + h^2}}.$$

Expresia (7) constituie generalizarea relației cunoscute din literatură, pentru o poziție oarecare a punctului de calcul față de sursa de lumină.

în trepte (de exemplu, în cazul amfiteatrelor mari), trebuie ținut seama de modificarea înălțimii h; se poate considera că fiecare șir de puncte este situat la distanța Δh față de șirul precedent.

Dacă zona de calcul este situată simetric față de corpurile de iluminat care contribuie la iluminarea ei, este suficient să se calculeze iluminarea în punctele corespunzătoare unui sfert de zonă ($m.n/4$ puncte).

Datele problemei sînt: dimensiunile zonei de calcul (A, B, putînd coincide cu dimensiunile încăperii A', B'); date referitoare la corpurile de iluminat (fluxul luminos al lămpilor Φ, lungimea l, numărul lor N, coordonatele X_i, Y_i, curba fotometrică $I(\alpha)$ pentru surse puncti-

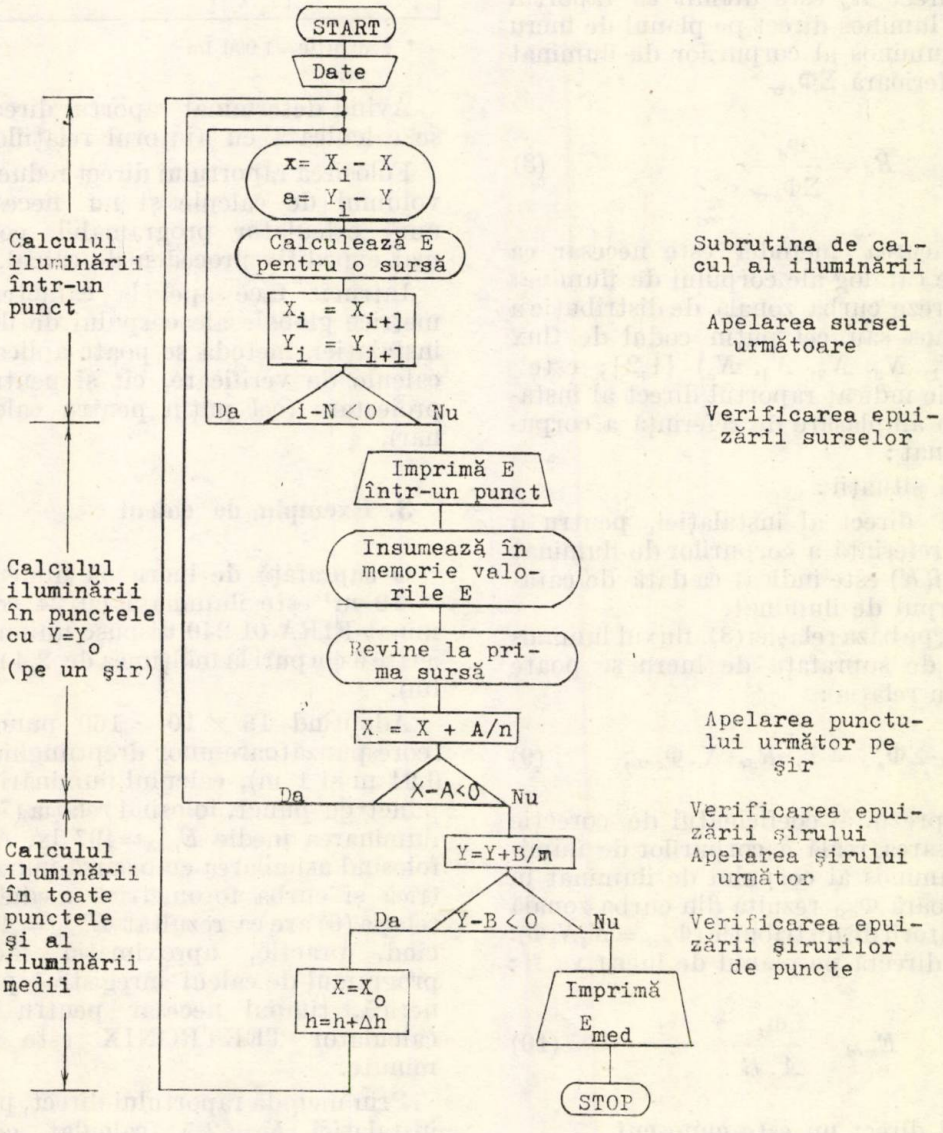


Fig. 2

În relațiile (6) și (7), Φ este fluxul luminos al lămpilor dintr-un corp de iluminat. Dacă punctele de calcul se găsesc pe o suprafață înclinată sau forme sau curba fotometrică în plan transversal $I(\gamma)$ pentru surse liniare); înălțimea de calcul (h = const sau $h + \Delta h$); numărul de puncte de

calcul (n și m); coordonatele primului punct de calcul (X_0, Y_0; în cazul $A = A'$, $B = B'$, rezultă $X_0 = A/2n$, $Y_0 = B/2m$). Pentru majoritatea corpurilor de iluminat din instalațiile de iluminat uzuale este posibilă asimilarea cu surse punctiforme simetrice caracterizate printr-o singură curbă fotometrică determinată ca medie a valorilor intensității luminoase în diferite plane C.

Organigrama de calcul este prezentată în figura 2. Se prevede imprimarea valorilor iluminării în punctele de calcul și a valorii iluminării medii.

Metoda de calcul este aplicabilă la verificarea unei instalații de iluminat existente.

2.2. *Calculul iluminării directe pe baza raportului direct al instalației de iluminat*

Raportul direct R_d este definit ca raportul dintre fluxul luminos direct pe planul de lucru Φ_d și fluxul luminos al corpurilor de iluminat în emisfera inferioară $\Sigma\Phi_{c\cup}$

$$R_d = \frac{\Phi_d}{\Sigma\Phi_{c\cup}}. \qquad (8)$$

Pentru aplicarea metodei este necesar ca între datele de catalog ale corpului de iluminat folosit să figureze curba zonală de distribuție a fluxului luminos sau cel puțin codul de flux (indicatorii N_1, N_2, N_3, N_4, N_5) [1,2]; este preferabil să fie indicat raportul direct al instalației pentru o amplasare de referință a corpurilor de iluminat:

Există două situații:

a. Raportul direct al instalației, pentru o amplasare de referință a corpurilor de iluminat folosite, $R_{dr} = f(K)$ este indicat ca dată de catalog pentru corpul de iluminat.

În acest caz, pe baza relației (8), fluxul luminos primit direct de suprafața de lucru se poate calcula ușor cu relația:

$$\Phi_d = R_d \cdot \Sigma\Phi_{c\cup} = k_c \cdot R_{dr} \cdot N \cdot \Phi_{c\cup}, \qquad (9)$$

în care k_c reprezintă coeficientul de corecție pentru amplasarea reală a corpurilor de iluminat. Fluxul luminos al corpului de iluminat în emisfera inferioară $\Phi_{c\cup}$ rezultă din curba zonală sau prin indicatorii de distribuție ($\Phi_{c\cup} = N_4 N_5 \Phi$).

Iluminarea directă pe planul de lucru va fi:

$$E_{med} = \frac{\Phi_d}{A \cdot B}. \qquad (10)$$

b. Raportul direct nu este cunoscut.

Indicatorii de distribuție a fluxului luminos ($N_1 \ldots N_5$) și multiplicatorii geometrici ai instalației, pentru o amplasare de referință a corpurilor de iluminat, în funcție de indicele instalației MG_1, MG_2, MG_3, $MG_4 = f(K)$ [1], permit calculul raportului direct pentru amplasarea de referință:

$$R_{dr} = N_1 \cdot MG_1 + N_2 \cdot MG_2 + N_3 \cdot MG_3 + MG_4. \qquad (11)$$

Ca exemplu, în tabelul 1 sînt cuprinse rezultatele calculului R_{dr} și $\Phi_{c\cup}$ pentru cîteva corpuri de iluminat uzuale [3], calculele fiind efectuate pe baza curbelor fotometrice.

Tabelul 1

Corp de iluminat	$\Phi_{c\cup}$ * lm	Raportul direct (%) pentru K									
		0,6	0,8	1,0	1,25	1,5	2,0	2,5	3,0	4,0	5,0
FIRA 01 240	741	29	38	45	53	59	68	74	78	83	86
FIA 03 220	490	24	32	39	45	51	59	65	69	75	79
FIPA 02 120	534	19	26	32	38	43	51	57	62	68	73

* pentru $\Phi = 1\,000$ lm

Avînd determinat raportul direct, iluminarea se calculează cu ajutorul relațiilor (9) și (10).

Folosirea raportului direct reduce considerabil volumul de calcule și nu necesită folosirea unui calculator programabil, constituind cel mai expeditiv procedeu de calcul.

Întrucît face apel la caracteristicile fotometrice globale ale corpului de iluminat și ale instalației, metoda se poate aplica atît pentru calcule de verificare, cît și pentru calcule de proiectare (cel puțin pentru calculul preliminar).

3. Exemplu de calcul

O suprafață de lucru cu dimensiunile 15 × × 10 m² este iluminată cu 24 corpuri de iluminat FIRA 01 240 dispuse uniform în 4 șiruri a cîte 6 corpuri la înălțimea de 2,4 m ($\Phi = 5\,600$ lm).

Adoptînd $16 \times 10 = 160$ puncte de calcul (corespunzătoare unor dreptunghiuri cu laturile 0,94 m și 1 m), calculul iluminării prin metoda punct cu punct, folosind relația (7), conduce la iluminarea medie $E_{med} = 497$ lx. Același calcul, folosind asimilarea cu o sursă punctiformă simetrică și curba fotometrică medie, efectuat cu relația (6) are ca rezultat $E_{med} = 485$ lx (justificînd, practic, aproximația făcută). Avînd programul de calcul înregistrat pe bandă magnetică, timpul necesar pentru calcul cu un calculator TEKTRONIX este de circa 40 minute.

Prin metoda raportului direct, pentru indicele instalației $K = 2,5$ (calculat cu relația 1) rezultă raportul direct pentru o amplasare de referință (5 × 4 corpuri de iluminat) $R_{dr} = 0,74$ (tabelul 1). Datorită diferenței mici de amplasare, se poate considera $R_d \approx R_{dr}$.

Fluxul luminos al corpului de iluminat în emisfera inferioară fiind 741.5 600/1 000 = 4 150 lm, din relaţiile (9) şi (10) rezultă E_{med}=491 lx, în urma unui calcul de circa $1^1/_2$ minute cu un calculator neprogramabil.

4. Concluzii

Metoda raportului direct al instalaţiei permite un calcul rapid şi suficient de precis al iluminării directe, fiind indicată atît în problema de verificare cît şi în problema de proiectare a unei instalaţii de iluminat cînd se lucrează cu iluminarea medie. Pentru determinarea uniformităţii iluminării, este necesară folosirea metodei punct cu punct. Avînd în vedere avantajele cunoaşterii raportului direct, este necesar ca valorile acestuia, pentru o amplasare de referinţă a surselor de lumină, să fie indicate în catalogul de corpuri de iluminat. Determinarea sa este posibilă şi pornind de la indicatorii de distribuţie a fluxului luminos, utilizînd multiplicatorii geometrici medii care depind de indicele instalaţiei de iluminat.

Bibliografie

[1] Publication CIE (Draft). Calculations for Interior Lighting. Applied Method. Paris, 1977.

[2] STAS R 11621-81. Metodă de calcul al iluminării medii în clădiri .

[3] *Dinculescu, P.* Calculul factorilor de utilizare şi al indicatorilor CIE pentru corpuri de iluminat, produse de întreprinderea Electrobanat. Raport de cercetare, Bucureşti, Institutul Politehnic, 1981.

CZ. 621.297;621.298

CUPLARE FIBRE OPTICE
ECUAŢII DE ANALIZĂ

Consideraţii generale asupra modului de cuplare a fibrelor optice

EMIL SOFRON, MIHAI OPRIŞAN* — Bucureşti

Introducere

Se ştie că fibra optică este o structură compusă din două medii cu indici de refracţie diferiţi. Unul din cele două medii are forma unui tub de sticlă specială, cu indice de refracţie n_2; celălalt mediu este o substanţă specială cu indice de refracţie n_1 care umple tubul ($n_1 > n_2$).

Prin fenomenul de reflexie totală, o undă poate fi transmisă prin această structură cu eficienţă sporită faţă de transmisia prin alte medii. În plus pe o aceeaşi cale, folosind fibra optică, se pot transmite un număr substanţial sporit de informaţii.

De asemenea se ştie că în funcţie de grosimea învelişului în raport cu diametrul lumenului, fibra poate fi monomod sau multimod. Odată amintite aceste date preliminare trebuie arătat că obstacolul ce stă în calea dezvoltării utilizării fibrelor optice e acela al modului de cuplare a tronsoanelor de fibre.

Avînd în vedere că miezul fibrei e uzual de cîţiva microni diametru, e uşor de închipuit dificultăţile ridicate de încercarea de a alinia două fibre optice.

Efectele neliniamentului inerent se materializează în variaţii întîmplătoare ale indicelui de refracţie. Aceste variaţii pot surveni şi datorită unor neregularităţi întîmplătoare ale peretelui (învelişului) fibrei.

Încercări diverse de a analiza fenomenele de cuplaj în mod riguros şi, deci, modalităţile de transmisie a puterii utile prin cuplaj, au existat. Astfel Koyama şi Kobayashi au considerat caracteristicile de frecvenţă ale fibrelor multimod ca foarte importante în proiectarea sistemelor de transmisie optică şi au propus o metodă perturbatoare pentru a analiza ecuaţiile puterii în cazul cuplării [1].

Ei au măsurat frecvenţele de transfer ale fibrei optice bazîndu-se pe tehnica rotirii frecvenţelor de transfer, pentru semnale de joasă frecvenţă, şi au verificat acordul între rezultatele teoretice şi cele practice. În altă ordine de idei, Cook [1] a încercat să analizeze efectele variaţiilor apărute la cuplaj folosind aproximaţia Born [2], care presupune că în secţiunea iluminată a cuplajului cîmpurile sînt în întregime cuprinse de acesta, ca undă incidentă.

Dar metoda a dus la discrepanţe cu realitatea, lucru demonstrat şi de Marcuse, care a ajuns la concluzia că se pot calcula două valori ale coeficientului de transmisie, corespunzînd la două posibile condiţii la limită ce pot fi utilizate şi luate arbitrar [2].

Au mai existat încercări bazate pe tehnicile generale pentru modurile hibride, dezvoltate de Vahjian [2].

* Dr. ing. *Sofron, E.* — Institutul politehnic Bucureşti; ing. *Oprişan, M.* — Intr. „Electromagnetica" — Bucureşti.

În aceste încercări s-a căutat, considerîndu-se modurile de transmisie hibride (deci fibrele tratate ca simple ghiduri de undă) şi spectru continuu, să se precizeze o soluţie a ecuaţiei difracţiei şi a diferitelor probleme de împrăştiere, prin rezolvarea unei ecuaţii integrale (ce se dorea reprezentativă pentru fenomen) prin sume infinite şi rezolvînd, deci, sistemul liniar rezultat.

Metoda, în concepţia autorului, permite transpunerea problemei în cazul problemei standard a discontinuităţii unui ghid de undă. Analizînd în detaliu se poate uşor vedea că metoda propusă e ostatică în totalitate modului de excitaţie.

2. Metodă generală de caracterizare a fibrelor optice multimod

Recent însă, în sensul validării rezultatelor şi de practică, se pare că s-a reuşit punerea la punct a unei metodologii eficiente de analiză a cuplajului.

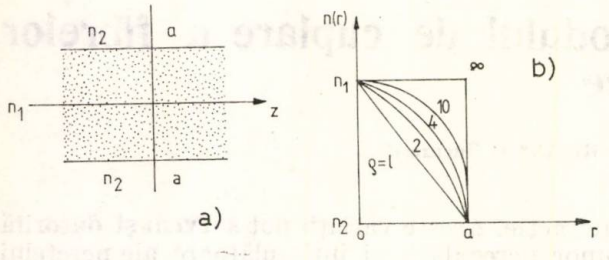


Fig. 1

În urma unor analize preliminare s-a ajuns la concluzia că trebuie plecat de la studiul dispersiei în fibrele optice multimod, avînd un profil simetric al indicelui de refracţie (fig. 1 a) definit de relaţia:

$$n(r)=\begin{cases} n_1[1-2\Delta(r/a)^{\rho}]^{1/2}, & r<a, \\ n_1(1-2\Delta)^{1/2}=n_2, & r>a, \end{cases} \tag{1}$$

unde n_2 e indicele maxim al mediului înveliş, n_1 e indicele miezului şi ρ caracterizează configuraţia indicelui de profil a miezului (fig. 1b), $\Delta = n_1 - n_2 = \Delta n$ e mai mic în comparaţie cu unitatea, raza: a.

Prin fibra optică multimod se pot propaga mai multe moduri simultan. Fiecare mod însă e caracterizat de o pereche de numere (μ, ν) care sînt numerele de ordine radial şi azimutal în cîmpul de intensitate al modului. Deci, din start se poate remarca tendinţa de generalizare. Pentru indicele de profil $\rho \to \infty$, degenerescenţa aproximativă există datorită constantelor de propagare ce depind de numărul principal:

$$m = 2\mu + \nu. \tag{2}$$

Cu acest număr, astfel definit, Gloge [2] a considerat modul de cuplare ca pe o difuzie de putere şi acest lucru a fost excepţional pentru că în fond interesează cît din puterea iniţială trece prin cuplaj.

Plecînd de la această consideraţie, care se pare cea mai corectă, s-a putut stabili o ecuaţie diferenţială cu diferenţe parţiale, care descrie transferul de putere pentru caracteritici diverse. Deci, oricare ar fi modul de cuplare, interesantă e doar transmisia de putere. Această ecuaţie are următoarea formă:

$$\frac{\partial}{\partial z}P + i\,\omega\tau P = -\alpha P + \frac{1}{m}\frac{\partial}{\partial m}\left(mh\frac{\partial}{\partial m}P\right), \tag{3}$$

unde P e transformata Fourier sau răspunsul de bandă joasă a puterii de mod, τ e întîrzierea de grup, α constantă de pierdere, h coeficient de cuplaj care este funcţie de m, tratată ca o variabilă cvasicontinuă.

3. Rezolvarea ecuaţiei

Plecînd de la această ecuaţie, Olshanski şi alţii [2] au căutat soluţii pintr-o teorie a vectorilor, metodă care i-a dus la rezultate nesatisfăcătoare.

După căutări, Tatekura şi Matsumoto de la IEEE au aplicat metoda calculului variaţional, care se pretează la orice indice de profil. Se observă iar un alt pas spre generalizare. Soluţia s-a găsit prin tehnica separării variabilelor.

Ea ar avea forma:

$$P(\omega, m, z) = e^{-\gamma(\omega)z}\, g(\omega, m). \tag{4}$$

După o laborioasă etapă de calcul, pur matematic, se ajunge la:

$$P(\omega, z) = \sum_k \frac{(a_{k,b})\ (a_{k,b})}{(a_k,\ s_{a,k})} e^{-\gamma_k z}. \tag{5}$$

Aici $a_{k,b}$ şi $s_{a,k}$ sînt mărimi necesare metodologiei de calcul şi se pot vedea amănunţit în bibliografie.

4. Exemplificare practică

Pentru a evalua veridicitatea soluţiei s-a propus de către cei amintiţi mai înainte alegerea unei situaţii concrete de studiu, la fibrele optice multimod de tip STEP ($\rho = \infty$).

Definind întîrzierea de grup:

$$\tau = \frac{n_1}{C}\left[1 + \Delta\left(\frac{m}{M}\right)^2\right], \quad \rho = \infty, \tag{6}$$

constanta de pierdere:

$$\alpha = \alpha_0 + \Delta n \frac{AN}{L_S}\left(\frac{m}{M}\right)^2 \tag{7}$$

și coeficientul de cuplare al puterii:

$$h = \frac{M^2}{L_S}\left(\frac{m}{M}\right)^2 \tag{8}$$

$$L_S = \frac{a^2\Delta}{\sqrt{\pi\sigma^{-2}}},$$

unde Δ și σ^{-2} sînt corelația și variația distorsiunilor întîmplătoare la fibră, rezultă că ecuația (3) ia forma:

$$\frac{\partial}{\partial z}P\left(\alpha_0 + i\,\omega\frac{n_1}{c}\right)P = -\,\Delta n(\Delta N + i\omega\frac{L_S}{C})\cdot$$

$$\cdot\frac{x^2}{L_S}P + \frac{1}{x}\frac{\partial}{\partial x}\left(\frac{x^3}{L_S}\frac{\partial}{\partial k}P\right), \tag{9}$$

unde:

$$x = \frac{m}{M}, \quad 0 \leqslant x \leqslant 1. \tag{10}$$

Soluția devine:

$$P(\omega, x, z) = \exp\,[-(\alpha_0 + i\,\omega\, n_1/c)z]\; g(\omega, x)\cdot$$

$$\cdot\exp\,[-Y\,(\omega)\; z/L_S]. \tag{11}$$

Cum starea dinamică a puterii este cea care interesează se va considera la intrare un puls atît în timp, cît și în spațiu, ca de exemplu $P_{z=0} = 1$ mai întîi pentru o excitație cu undă continuă ($w = 0$). Rezultă atunci

$$P(o, x, z) = e^{-y(o/zg(o,m)} \tag{12}$$

sau:

$$P(o, x, z) = \sum_k \frac{(a_{o,k}, b)}{(a_{o,k}\, S_{ao,k}}\left[\sum_S a_{ok}\, S_{y(x)}\right]\cdot$$

$$\cdot\exp[-Y_{ok}\, z/L_S], \tag{13}$$

unde $\exp[-Y_{0k}, z/L_S]$ e comun la toate modurile și este ignorat deoarece această ignorare poate fi luată mai tîrziu în considerație.

Cînd $z/L_S \gg 1$, distribuția puterii devine independentă de condiția inițială la $Z = 0$.

Deci, făcînd referiri la modul fundamental de lucru se poate estima rata de atenuare în funcție de lungimea fibrei prin raportul $P(o, x, z)/$ $/P(o, o, z)$ ca în figura 2 a. (14)

Dar cum numărul modurilor specificate de m este de aproximativ 2 m, puterea dinamică e proporțională cu mp sau xp fiind numită puterea optică dinamică sau de curgere.

Pierderile de putere pe unitatea de lungime sînt date în figura 2 b și are forma:

$$Y(z) = \frac{1}{P_T\,(0, z)} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}z}P_T(0, z). \tag{15}$$

De fapt, distribuția reală a puterii totale transmise prin fibre optice multimod este reprezentată în figura 3, care permite estimarea fluxului optic recepționat la ieșirea în figura 3, care permite estimarea fluxului optic recepționat la ieșire, în funcție de indicele de mod normalizat.

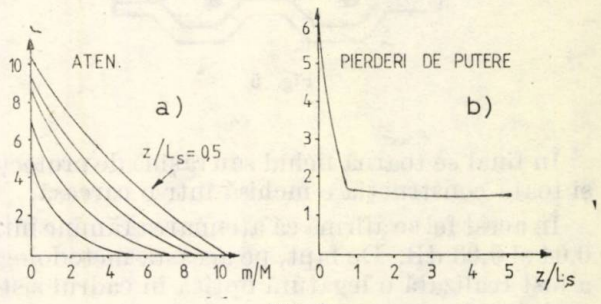


Fig. 2

O altă problemă o constituie timpul de întîrziere din fibră, descris prin specificarea momentului $M_n\,(Z)$ de apariție a impulsului răspuns de forma. :

$$M_n(z) = \begin{cases} \int_{-\infty}^{\infty} t^n\, P_T\,(t, z)\; dt \\ (i)^n \dfrac{\partial}{\partial\omega^n} P_T(\omega, z)_{\omega=0}, \end{cases} \tag{16}$$

unde $P_T(t, z)$ este inversa transformatei Fourier a funcției $P_T(\omega, z)$. Acest timp de întîrziere este:

$$T(z) = \frac{n_1}{c}z + \Delta T(z) = \frac{M_1(z)}{M_0(z)}, \tag{17}$$

variația relativă a acestei mărimi fiind dată în figura 4.

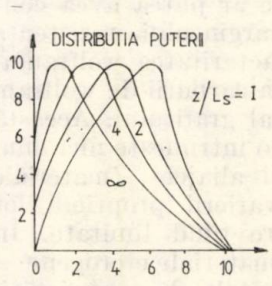


Fig. 3

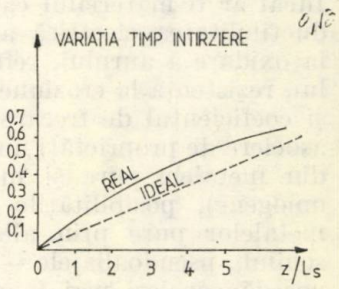


Fig. 4

5. Concluzii

5.1. Metode practice

C.I.T.-ALCATEL propune, în lumina celor spuse pînă acum, o metodă interesantă de cuplare.

Folosind o structură de fibră optică „ruban", în care fiecare fibră e conținută într-o cavitate (fig. 5), firma mai sus numită propune creerea unei bucle de aproximativ l m lungime în care

practic se retează cablul și capetele sînt așezate cap la cap. La această structură se ralizează o legătură cu ciment polimerizabil sub acțiunea razelor ultraviolete (provenite dintr-o sursă aflată la fața locului).

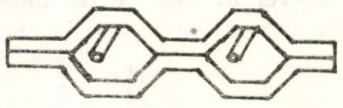


Fig. 5

În final se toarnă lichid sau rășină de protecție și toată construcția e închisă într-o carcasă.

În acest fel se afirmă că atenuarea rămîne între 0,04 și 0,03 dB. De fapt, pe această metodologie a fost realizată o legătură optică în cadrul sistemului urban parizian.

5.2. Considerații

Metoda de analiză descrisă este, se pare, cea mai corectă fiind de reținut spre a se putea elimina tendințe spre eventuale încercări infructuoase, ca cele, de pînă acum.

Că această metodă e cea mai corectă, cea mai generală, o atestă utilizarea ei în scopul tabelării eficienței de transmisie prin fibre tipizate.

Bibliografie

[1] *Angel, Cardama, Edward T. Kornhauser.* Modal analysis of couplingproblems in optical fibers.

[2] *Kohichi, Tatekura, Kiyohko Itoh Tadashi Matsumoto,* Techniques and formulation for mode coupling of multimode optical fibres.

[3] *Boirat, R. Brouant, M., Jocteur,* R. Liaisons optiques A 0,8 et a 1,3 μm pour systemes urbains.

CZ. 621.3.066.6 :621.3.028

CONTACTE ELECTRICE
REZISTIVITATE ELECTRICĂ

Cu privire la posibilitatea utilizării determinărilor de rezistivitate electrică drept mijloc de control al stabilității fabricației de contacte electrice

MARIA-ANTOANETA DROSSU, MARIA EREMIA, MARIETA ANASTASESCU* – București

Condițiile de operare sub care sînt utilizate contactele electrice diferă atît de mult, iar solicitările acestora sînt atît de complexe, încît nu există un material de contact universal valabil. Ideal ar fi materialul care ar putea avea conductibilitatea electrică a argintului, rezistența la oxidare a aurului, refractaritatea wolframului, rezistența la eroziune a carburii de wolfram și coeficientul de frecare al grafitului. Această asociere de proprietăți nu o întrunește nici unul din metalele pure și nici aliajele (materiale omogene), posibilitățile varierii proprietăților metalelor pure prin aliere fiind limitate. În schimb, pseudoaliajele — materiale eterogene — posedă asocieri mai favorabile de proprietăți, datorită posibilității menținerii individualității componentelor (metale, nemetale sau compuși metalici), dovedindu-se cele mai adecvate materiale pentru contacte electirce.

În orice caz, selecția fiecărui material de contact se face în funcție de aplicație și, chiar dacă această selecție este uneori simplificată de importanța deosebită a unei proprietăți, în cele mai multe cazuri trebuie aleasă totuși o soluție de compromis.

Contactelor electrice pentru sarcini electrice mari li se cer: rezistență mare la ardere împotriva arcului electric care apare la cuplare, tendință mică de sudare, transfer mic de material (în cazul curentului continuu) și conductibilitate electrică bună. Acestor cerințe le fac față pseudoaliajele wolfram-argint, care asociază proprietăților caracteristice ale wolframului (temperatură de topire înaltă, eroziune scăzută, transfer mic de material, tendință mică de sudare, duritate mare) pe cele ale argintului (conductibilitate termică și electrică foarte bune, rezistență de contact mică, oxidare mai lentă decît a wolframului), făcînd posibilă rezolvarea unui mare număr de probleme de comutație specială.

Wolframul și argintul sînt practic insolubile unul în altul în stare lichidă și solidă. Datorită acestui lucru, precum și temperaturii foarte înalte de topire a wolframului, pseudoaliajele wolfram-argint se obțin numai prin metalurgia pulberilor. Funcție de proporția dintre wolfram și argint, dictată de proprietățile ce trebuie obți-

* Ing. *Drossu, M. A.*, fiz., *Eremia, M.*, fiz. *Anastasescu, M.* Institutul de cercet. șt. și ing. tehnologică ptr. ind. electrot.-București.

nute, respectiv de sarcina contactului electric în aparatul pe care îl echipează (contact principal sau contact de rupere), în obținerea pseudoaliajelor wolfram-argint se aplică, în mare, unul din următoarele procedee:

— sinterizarea unor comprimate, realizate prin presarea unor amestecuri de pulberi de wolfram și argint (plus, eventual, cantități mici de pulberi de nichel, cobalt sau fier, care să favorizeze sinterizarea), în proporțiile necesare, bine omogenizate, urmată de represare și resinterizare (calibrare);

— infiltrarea cu argint a unor comprimate-schelet poroase din wolfram (porozitate corespunzătoare proporției de argint care trebuie asigurată), sinterizate sau nu în prealabil.

Cercetările ale căror rezultate vor fi expuse au avut drept scop urmărirea evoluției procesului de sinterizare a unui pseudoaliaj wolfram-argint după modificațiile valorilor de rezistivitate electrică, în scopul verificării posibilității utilizării acestui parametru semnificativ pentru funcția de contact electric drept mijloc de control al stabilității fabricației de contacte electrice.

Se știe că măsurările de rezistivitate electrică constituie un mijloc sensibil de detectare a variațiilor în structura unui ansamblu de particule, la fel ca măsurările proprietăților mecanice, magnetice și permeametrice. De altfel, ele au fost utilizate încă de multă vreme pentru următirea modificărilor ce au loc în structura unui compact de pulbere metalică în raport cu presiunea aplicată, precum și în timpul proceselor de sinterizare.

Desfășurarea lucrărilor de cercetare. Programul de cercetare s-a extins asupra a cinci tiporepere ($T_1 \ldots T_5$) din fabricația curentă de contacte electrice wolfram-argint pentru întreruptoarele automate de joasă tensiune de tip USOL. Tiporeperele considerate au fost realizate în loturi de cîte 30 buc, în două variante compoziționale — cu 45 % Ag, respectiv cu 40 % Ag — prin procedeul sinterizării. Astfel:

— pulberile de wolfram (granulație $\sim 1\mu m$), de argint (granulație $< 63\ \mu m$) și de nichel (granulație $\sim 1\mu m$) au fost dozate corespunzător compoziției prescrise, amestecate intim prin metoda diluțiilor succesive și omogenizate mecanic;

— amestecurile de pulberi au fost aduse la o granulație „falsă" mai mare, favorabilă presării automate și asigurării reproductibilității condițiilor de umplere a matriței, printr-o operație tehnologică de „granulare" (presare comprimate — tratament termic de consolidare — sfărîmare — cernere, cu reținerea fracțiunii utile);

— amestecurile de puleri granulate au fost presate în piese de contact (comprimate), cu o presiune cuprinsă între 7 și 10×10^3 daN/cm^2, funcție de compoziție și tiporeper;

— comprimatele au fost sinterizate în trei etape (din considerente de ordin local), în atmosferă de hidrogen, într-un cuptor cu funcționare continuă, conform ciclului de tratament reprezentat în figura 1;

— piesele de contact sinterizate au fost represate (calibrate) cu o presiune între 13 și 15×10^3 daN/cm^2, funcție de compoziție și tiporeper;

— piesele de contact represate au fost resinterizate, în atmosferă de hidrogen, într-un cuptor cu funcționare continuă, conform ciclului de tratament din figura 1.

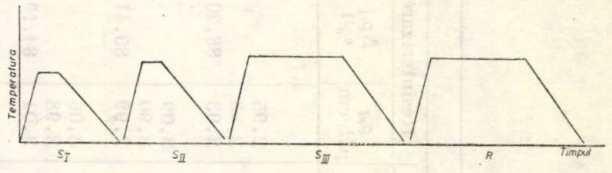


Fig. 1. Ciclul tratamentelor termice de sinterizare și resinterizare.

După principalele etape tehnologice (presare, tratamente termice) s-au făcut măsurări de rezistivitate electrică (cu un aparat tip SIGMASCOP EX8[1], de proveniență Helmut Fischer — R.F.G.) pe fiecare piesă din lot.

După ultima etapă tehnologică (resinterizarea) s-au făcut determinări de densitate și duritate pe fiecare piesă din lot.

În tabelul 1 sînt prezentate valorile maxime, minime și medii ale rezistivității electrice a tiporeperelor considerate, după principalele etape tehnologice; de aemenea, sînt prezentate valorile densității (absolute și relative, respectiv procentual față de densitatea teoretică a pseudoaliajului de compoziția dată) și durității tiporeperelor considerate, după resinterizare.

Interpretări ale rezultatelor. Analiza rezultatelor cercetărilor întreprinse permite tragerea următoarelor concluzii:

— În cazul ambelor compoziții, fiecare etapă a procesului de sinterizare determină, pentru fiecare tiporeper, o diminuare sensibilă a valorilor de rezistivitate electrică, așa cum se poate vedea urmărindu-se figura 2, în care au fost reprezentate grafic intervalele în care se situează valorile rezistivității electrice ale tiporeperelor ($T_1 \ldots T_5$) considerate, după fiecare etapă de tratament, și tabelul 1, în care au fost prezentate gradele de reducere a rezistivității electrice ($\Delta\rho_{el}$) a tiporeperelor după fiecare etapă tehnologică (procentual, față de rezistivitatea electrică a comprimatelor, considerată 100 %).

[1] Aparatul permite măsurarea conductivității electrice a pieselor din materiale metalice neferoase. Funcționarea lui se bazează pe principiul curenților turbionari induși în materialul a cărui conductivitate electrică se determină. În sistemul mobil al sondei de măsurare se află o bobină străbătută de un curent alternativ de înaltă frecvență. La apropierea de o piesă dintr-un material metalic neferos, impedanța bobinei se modifică funcție de conductivitatea electrică a piesei.

Tabelul 1

Caracteristicile fizico-mecanice ale tiporeperelor

Compoziția chimică	Tiporeperul	Rezistivitatea electrică, ρ_{el}, după: Presare ρ_{el} $\mu\Omega$.cm	Sinterizare I ρ_{el} $\mu\Omega$.cm	Sinterizare I $\Delta\rho_{el}$ %[1]	Sinterizare II ρ_{el} $\mu\Omega$.cm	Sinterizare II $\Delta\rho_{el}$ %[1]	Sinterizare III ρ_{el} $\mu\Omega$·cm	Sinterizare III $\Delta\rho_{el}$ %[1]	Calibrare ρ_{el} $\mu\Omega$·cm	Calibrare $\Delta\rho_{el}$ %[1]	Resinterizare ρ_{el} $\mu\Omega$·cm	Resinterizare $\Delta\rho_{el}$ %[1]	Densit. după resinteriz. absolută g/cm³	Densit. după resinteriz. relativă % din ρ_t[2]	Duritatea după resinteriz. HB
W+ 45 %Ag	Tiporeper T_1														
	— val. max.	25,43	6,67		4,86		4,10		3,35		2,95		13,61	98,12	166
	— val. min.	23,04	6,16		4,62		3,70		3,12		2,88		13,12	94,59	151
	— val. med.	24,80	6,36	74,36	4,76	80,82	3,82	84,60	3,18	87,18	2,93	88,20	13,46	97,04	157
	Tiporeper T_2														
	— val. max.	23,11	6,13		4,99		4,08		3,29		3,09		13,74	99,06	172
	— val. min.	18,11	5,50		4,49		3,83		3,14		2,90		13,50	97,33	162
	— val. med.	20,47	5,77	71,82	4,67	77,17	3,96	80,67	3,21	84,29	2,99	85,41	13,20	95,17	166
	Tiporeper T_3														
	— val. max.	19,57	5,45		4,96		3,95		3,39		3,06		13,26	95,60	149
	— val. min.	18,58	5,17		4,38		3,63		3,19		2,98		13,09	94,37	135
	— val. med.	19,08	5,32	72,12	4,59	76,20	3,75	80,35	3,26	82,92	3,01	84,19	13,20	95,17	144
	Tiporeper T_4														
	— val. max.	17,15	5,28		4,36		3,79		3,33		3,00		13,59	97,98	157
	— val. min.	15,55	4,93		4,14		3,54		3,10		2,92		13,36	96,32	149
	— val. med.	16,38	5,06	69,09	4,25	74,06	3,65	77,69	3,16	80,69	2,96	81,89	13,47	97,11	153
	Tiporeper T_5														
	— val. max.	16,23	5,46		4,32		3,86		3,32		3,06		13,74	99,06	149
	— val. min.	14,87	5,00		4,08		3,46		3,16		2,94		13,19	95,09	145
	— val. med.	15,76	5,21	66,96	4,18	73,46	3,67	76,69	3,24	79,42	3,01	80,90	13,41	96,68	147
W + 40 %Ag	Tiporeper T_1														
	— val. max.	53,14	9,71		6,41		3,72		3,32		3,05		13,96	97,62	165
	— val. min.	37,68	8,64		5,37		3,43		3,13		2,97		13,50	94,40	161
	— val. med.	43,51	9,19	78,87	6,02	86,16	3,58	91,77	3,23	92,58	3,02	93,06	13,76	96,22	163
	Tiporeper T_2														
	— val. max.	42,65	9,08		5,57		3,68		3,32		3,23		13,95	97,55	164
	— val. min.	38,15	8,28		5,40		3,41		3,18		2,99		13,65	95,45	157
	— val. med.	40,59	8,66	78,66	5,50	86,45	3,55	91,25	3,25	91,99	3,13	92,29	13,72	95,94	160
	Tiporeper T_3														
	— val. max.	28,67	8,41		5,11		3,53		2,25		3,12		13,83	96,71	170
	— val. min.	23,49	7,23		4,96		3,36		3,13		3,01		13,55	94 76	165
	— val. med.	25,18	7,82	68,94	4,99	80,18	3,46	86,26	3,19	87,33	3 06	87,85	13 67	95,60	167
	Tiporeper T_4														
	— val. max.	35,91	8,13		5,14		3,49		3,29		3,17		13,90	97,21	165
	— val. min.	24,75	6,96		4,92		3,30		3,13		2,99		13,81	96,57	161
	— val. med.	27,31	7,53	72,43	5,02	81,62	3,38	87,62	3,20	88,28	3,05	88,83	13,84	96,78	164
	Tiporeper T_5														
	— val. max.	30,01	8,65		5,34		3,68		3,42		3,18		13,77	96,29	168
	— val. min.	25,05	7,58		4,98		3,43		3,21		3,08		13,53	94,62	164
	— val. med.	27,18	8,05	70,38	5,11	81,20	3,54	86,98	3,31	87,82	3,13	88,48	13,67	95,59	167

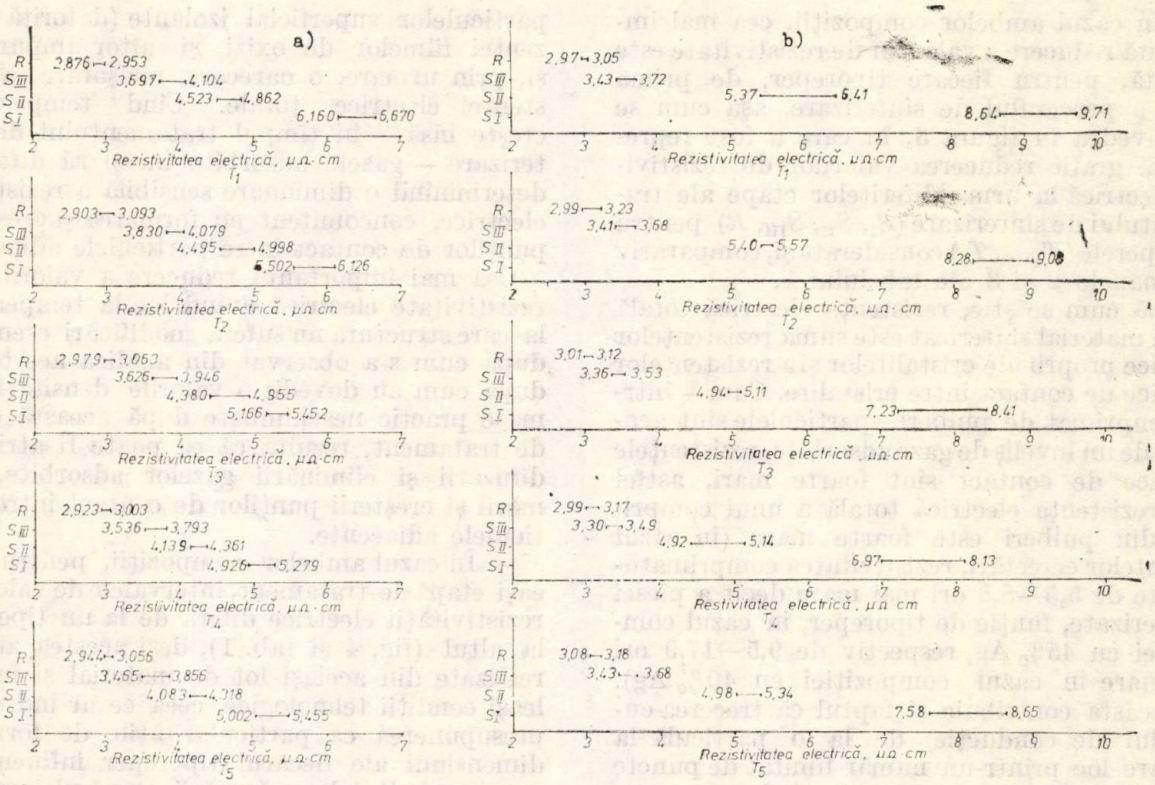


Fig. 2. Intervalele de valori ale rezistivității electrice după diferite etape de tratament termic:
a — 45% Ag; *b* — 40% Ag.

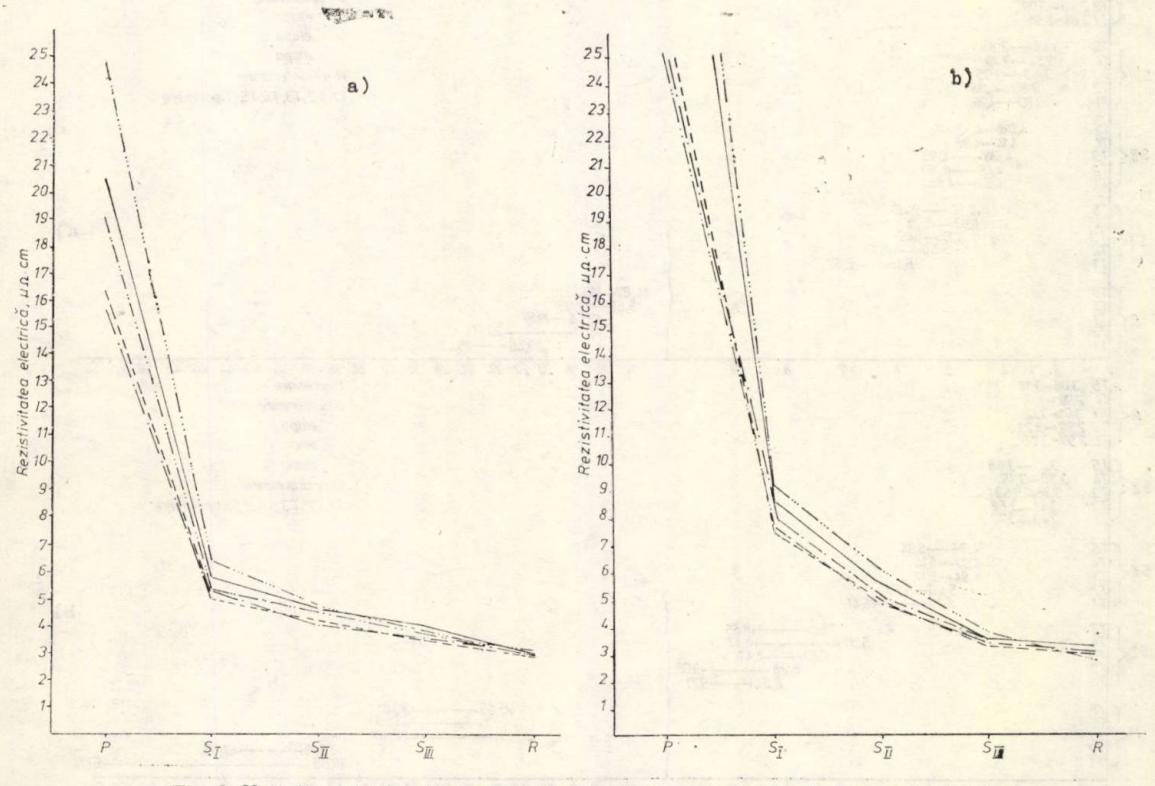


Fig. 3. Variația valorilor de rezistivitate electrică după etapele de tratament termic:
a — 45% Ag; *b* — 40% Ag.

— În cazul ambelor compoziții, cea mai importantă reducere a valorilor de rezistivitate este marcată, pentru fiecare tiporeper, de prima etapă a procesului de sinterizare, așa cum se poate vedea în figura 3, în care a fost reprezentată grafic reducerea valorilor de rezistivitate electrică în urma diferitelor etape ale tratamentului de sinterizare (S_I, S_{II}, S_{III}, R) pentru tiporeperele ($T_1 \ldots T_5$) considerate și, comparativ în coloanele 2 și 3 ale tabelului 1.

După cum se știe, rezistența electrică totală a unui material sinterizat este suma rezistențelor electrice proprii ale cristalitelor și a rezistențelor electrice de contact între cristalite. Cum — într-un comprimat de pulberi — particulele sînt acoperite de un înveliș de gaze adsorbite, rezistențele electrice de contact sînt foarte mari, astfel încît rezistența electrică totală a unui comprimat din pulberi este foarte mare (în cazul prezentelor cercetări, rezistivitatea comprimatului este de 5,5—8,8 ori mai mare decît a piesei resinterizate, funție de tiporeper, în cazul compoziției cu 45% Ag, respectiv de 9,5—17,9 ori mai mare în cazul compoziției cu 40% Ag). La aceasta contribuie și faptul că trecerea curentului (de conducție) de la o particulă la alta are loc printr-un număr limitat de puncte de contact. Creșterea presiunii produce o apropiere a particulelor, o creștere a suprafețelor de contact, parțial și datorită „rabotării" particulelor superficial izolante (datorită prezenței filmelor de oxizi și altor impurități) și, prin urmare, o oarecare micșorare a rezistenței electrice totale. Cînd temperatura crește însă — în timpul tratamentului de sinterizare — gazele adsorbite încep să difuzeze, determinînd o diminuare sensibilă a rezistenței electrice, concomitent cu formarea și creșterea punților de contact între particulele adiacente.

Cea mai importantă reducere a valorilor de rezistivitate electrică avînd loc la temperaturi la care structura nu suferă modificări esențiale, după cum s-a observat din analiza acesteia și după cum au dovedit-o valorile densității, rămase practic neschimbate după această etapă de tratament, rezultă că ea poate fi atribuită difuzării și eliminării gazelor adsorbite, formării și creșterii punților de contact între particulele adiacente.

— În cazul ambelor compoziții, pentru aceeași etapă de tratament, intervalele de valori ale rezistivității electrice diferă de la un tiporeper la altul (fig. 4 și tab. 1), deși acestea au fost realizate din același lot de material și în aceleași condiții tehnologice, ceea ce ar îndreptăți presupunerea că particularitățile de formă și dimensiuni ale fiecărui tiporeper influențează asupra rezultatelor măsurării. După ultimul tratament însă, intervalele de valori ale rezistivității electrice pentru tiporeperele ($T_1 \ldots T_5$)

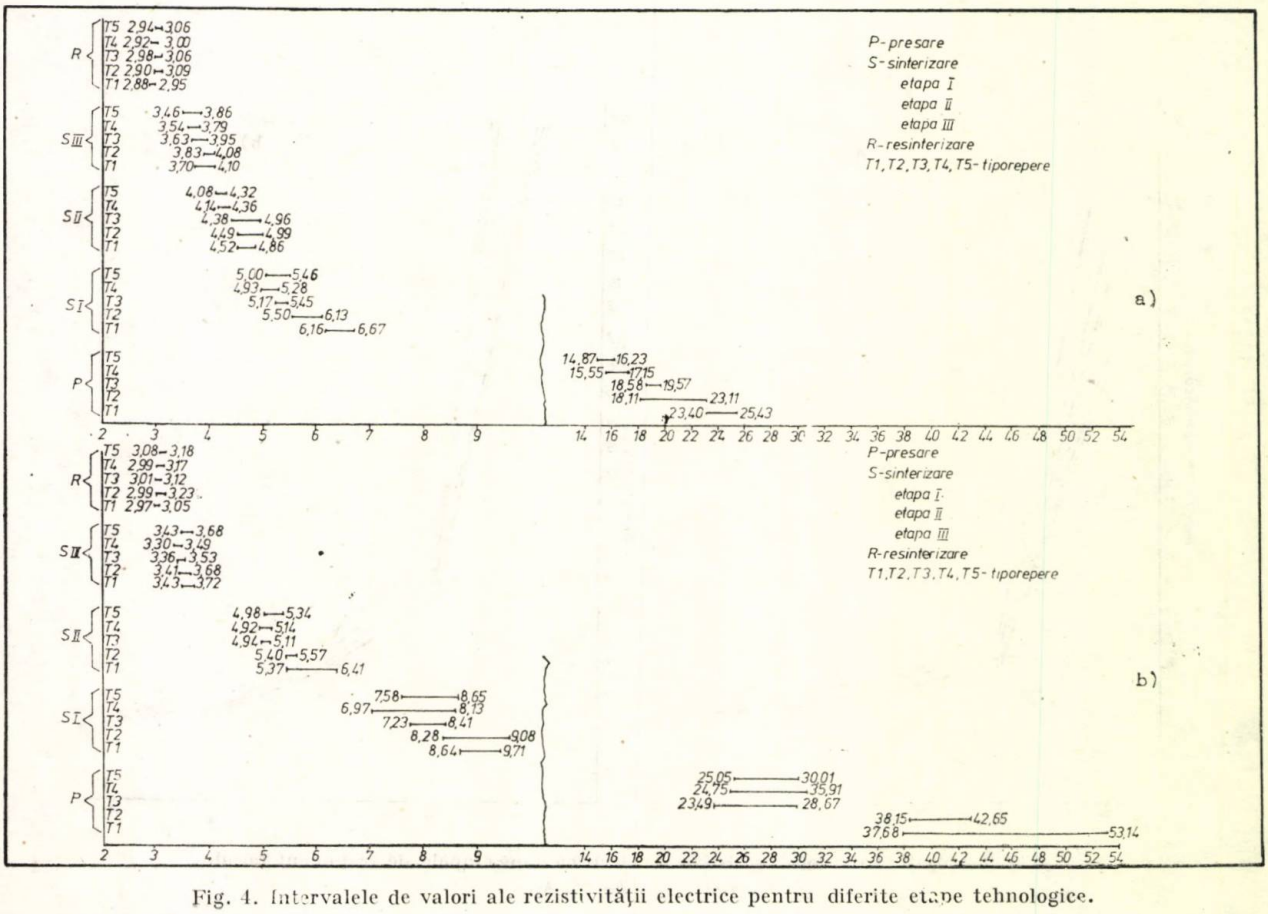


Fig. 4. Intervalele de valori ale rezistivității electrice pentru diferite etape tehnologice.

considerate tind să se suprapună — așa cum se vede în figura 4 — ceea ce dovedește că particularitățile de formă și dimensiuni ale tiporeperelor considerate nu influențează asupra rezultatelor măsurării, ci ele determină, pentru aceeași etapă tehnologică, grade de consolidare diferite, avînd drept urmare valori diferite ale rezistivității electrice; acestea se uniformizează însă odată cu desăvîrșirea procesului de sinterizare.

— În cazul ambelor compoziții, fiecare etapă a procesului de sinterizare conturează pentru fiecare tiporeper un interval optim de valori ale rezistivității electrice, oferind astfel o modalitate de control interfazic în procesul de fabricație a contactelor electrice.

Rezultatele prezentelor cercetări confirmă faptul că rezistivitatea electrică, parametru semnificativ pentru funcția de contact electric și indicator fidel al gradului de sinterizare, poate constitui și un mijloc sensibil de control în procesul sinterizării, iar măsurările de rezistivitate electrică din metode inductive pot constitui un mijloc comod, rapid și eficient de control interfazic și final în fabricația de contacte electrice.

Bibliografie

[1] *Kieffer, D. R.* și *Hotop, D. H.* Métallurgie des poudres, Paris, 1947.

[2] *Martinet, J.* și *Tacvarian, S. Sur la conductibilité électrique des poudres en cours de frittage.* În: Revue de métallurgie, nr. 1, 1957.

[3] *Meyer, R. The measurement of electrical resistivity to caracterize a sintered product.* În: Powder Metallurgy International, **vol. 4**, nr. 2, 1972.

[4] *Schreiner, H.* Pulvermetallurgie elektrischer Kontakte, Berlin, 1964.

[5] *Stevens, A. J. Powder metallurgy solutions to electrical contact problems.* În: Powder Metallurgy, **vol. 17**, nr. 34, 1974.

[6] *Stolarz, S. Sintered electrical contact.* În: Science of sintering, **vol. 7**, nr. 2, 1975.

[7] *Moon, J. R. Powder metallurgical review 3. Sintering of metal powders.* În: Powder Metallurgy International, **vol. 3**, nr. 3, 1971.

[8] *Hirschhorn, J. S.* Introduction to powder metallurgy, New York, 1960.

[9] *Drossu, M. A., Panțiru, N., Anastasescu, M.* și *Roman, P. Rezistivitatea electrică — parametru semnificativ pentru funcția de contact electric și indicator al gradului de sinterizare în pseudoaliajele wolfram-argint pentru contacte electrice.* În: Metalurgia, nr. 4, 1980.

CZ. 658.582 :621.004.64 :681.143

SISTEME DE CALCUL
FIABILITATE

Considerații privind fiabilitatea sistemelor de calcul

EUGEN STĂICUȚ, PAUL SVASTA* — București

Introducere

Fiabilitatea unui sistem de calcul constituie una din cele mai semnificative măsuri de performanță ale unui sistem de calcul. Obiectivul unui sistem de calcul este de a produce rezultate corecte (în limitele de toleranță acceptate) într-o aplicație dată în condiții de lucru reale. Prin condiții de lucru reale se înțelege că nu vor fi condiții perfecte de lucru, ci trebuie să se aștepte că în subsistemul hardware vor apărea defecte, mai devreme sau mai tîrziu, datorită degradărilor componentelor sale în timp; datele de intrare pot diferi de ceea ce era prevăzut; subsistemul software poate conține erori de proiectare ce nu au putut fi eliminate în procesul de testare.

Din punct de vedere al fiabilității, un sistem de calcul poate fi considerat ca fiind constituit din trei subsisteme: hardware, software și sistemul de intrare/ieșire. Fiabilitatea sistemului total este egală cu probabilitatea că fiecare subsistem funcționează în limitele de performanțe specificate pe o durată de timp și în condiții de lucru date. Astfel, fiabilitatea unui sistem de

* Dr. ing. *Stăicuț, E.* — Institutul central pentru conducere și informatică — București, dr. ing. *Svasta, P.* — Institutul politehnic — București.

calcul este egală cu produsul fiabilităţii subsistemelor hardware, saftware şi sistemul de intrare/ieşire.

O eroare hardware este definită ca fiind orice deviaţie de la valorile din specificaţiile de proiectare ale variabilelor logice din subsistemul hardware [2].

Cauzele principale ale defectărilor subsistemului hardware constau în degradarea componentelor sale în timp şi perturbarea condiţiilor externe de lucru (temperatură, umiditate, tensiune de alimentare etc.).

O eroare software este o deviaţie a valorilor mărimilor de ieşire ale unui program faţă de valorile corecte, în cazul în care subsistemul hardware funcţionează corect şi datele de intrare sînt de asemenea corecte. Erorile software sînt erori de proiectare. Este posibil să se clasifice în erori de analiză şi erori de programare în funcţie de faza de realizare a programului software în care au fost introduse. Fiabilitatea software-ului depinde atît de numărul de erori de proiectare rămase în programul software, cît şi de modul de utilizare a programului într-o anumită aplicaţie.

Rata de defectare hardware este scăzătoare la început, rămîne apoi constantă în timpul de viaţă al sistemului, după care devine crescătoare. Spre deosebire de aceasta, rata erorilor software poate fi considerată constantă atîta timp cît nu se face nici o modificare în program [3]. În [4] se arată că deşi există diferenţe în mecanismul generării defectelor hardware şi software, defectele software au totuşi caracter aleatoriu datorită caracterului aleatoriu al datelor de intrare.

1. Concepte pentru asigurarea fiabilităţii sistemelor de calcul

Definiţia fiabilităţii sistemelor de calcul variază de la caz la caz. Sînt posibile mai multe definiţii, care au apărut în mod deosebit în literatura de limbă engleză [2, 3, 5]:

a — *perfectionist-approach* sau *fault-intolerance*, capacitatea sistemului de a funcţiona fără să apară erori. În acest concept, fiabilitatea sistemului de calcul este asigurată prin eliminarea apriori a tuturor cauzelor ce pot duce la erori. Eliminarea cauzelor de erori are loc înainte de punerea sistemului în funcţiune. Deoarece în practică nu este posibilă eliminarea tuturor cauzelor de eroare, obiectivul conceptului fault-intolerance este reducerea nonfiabilităţii sub o anumită valoare limită. În plus, trebuie realizate şi proceduri de readucere a sistemului în starea de funcţionare după ce a avut loc o eroare;

b-fault-tolerance capacitatea de a funcţiona în prezenţa unei erori fără a afecta performanţele sistemului. Fiabilitatea sistemului este asigurată prin folosirea unor componente redondante. În procesul de funcţionare a sistemului vor apărea cauze de erori dar efectul lor de a determina o întrerupere a funcţionării este înlăturat de componentele redondante. Astfel se asigură o funcţionare fiabilă a sistemului de calcul chiar dacă există erori în subsistemul hardware, software sau erori în comunicarea operator-calculator.

Costul pentru fiabilitate ridicată în cazul conceptului fault-intolerance este datorat efortului necesar pentru perfecţionarea sistemului înaintea punerii în funcţiune. În cazul conceptului fault-tolerance, costul pentru fiabilitate ridicată este datorat realizării componentelor redondante (hardware şi software) care nu ar fi necesare pentru fault-intolerance.

Trebuie subliniat că cele două concepte sînt complementare şi în orice sistem în care fiabilitatea este de primă importanţă, tehnici incluzînd elemente din ambele concepte trebuie adoptate [5];

c — *fail-soft* sau *graceful degradation*, capacitatea de a funcţiona în prezenţa unei erori, acceptînd afectarea parţială a performanţelor în timpul procesului de restabilire după erori;

d — *fail-safe*, capacitatea de a menţine integritatea sistemului, acceptînd o oprire temporară a funcţionării acestuia.

Ultimele două definiţii se referă la sisteme care nu sînt în întregime fault-tolerante, dar care pot continua funcţionarea după detecţia unei erori.

Dintre aceste patru definiţii, ultimele două sînt tipice, de exemplu, pentru sistemele de prelucrare a tranzacţiilor bancare, pentru care integritatea bazei de date on-line este de primă importanţă, pe cînd o pierdere temporară a performanţelor sau chiar o oprire în funcţionare este acceptabilă pentru a putea reconstitui fişiere şi restabili după erori.

Tehnicile implicate de primele două definiţii sînt examinate tot mai des în ultimul timp în literatura de specialitate, ca de exemplu [2, 3, 6, 7].

2. Integritate/disponibilitate

Cînd se studiază fiabilitatea unui sistem de calcul trebuie avut în vedere şi următoarele noţiuni, pentru care se poate da o definiţie calitativă şi o măsură cantitativă.

a — *integritatea*, capacitatea sistemului de a da rezultate corecte chiar şi după ce au avut loc erori, pe parcursul procesului de prelucrare a datelor. Cerinţele pentru integritate trebuie privite ca cerinţe pentru protecţia conţinutului de informaţii din sistem. Trebuie subliniat că în cazul multor sisteme, valoarea conţinutului de informaţii este mai mare decît valoarea capacităţii de prelucrare a datelor;

b — disponibilitatea (availability), capacitatea de a continua furnizarea de servicii în timpul

procesului de restabilire după erori; disponibilitatea ca probabilitate se exprimă prin relaţia:

$$A(t) = R(t) + F(t).G(t),$$

unde:

$R(t)$ este fiabilitatea,
$F(t)$ — nonfiabilitatea şi
$G(t)$ — reparabilitatea.

Cerinţele în domeniul fiabilităţii pot fi împărţite în două categorii mari: cerinţe pentru disponibilitate şi cerinţe pentru integritate.

Cerinţele privind disponibilitatea impun ca sistemul să-şi păstreze capacitatea de prelucrare chiar şi după ce a avut loc un defect. Exemple tipice sînt centralele telefonice controlate de calculator şi sisteme de rezervare a locurilor. Dacă se dirijează greşit numai cîteva telefoane sau dacă sînt plasate greşit doar cîteva rezervări de locuri, este de preferat să se menţină sistemul în stare de funcţionare, decît să se piardă capacitatea de a prelucra corect celelalte tranzacţii ce constituie majoritatea.Pentru disponibilitate, timpul de restabilire şi procentajul de servicii afectate sînt parametri importanţi.

Cerinţele privind integritatea impun ca rezultatele produse de sistem că fie corecte chiar dacă se produc cu întîrziere. Un sistem tipic este un sistem bancar, pentru care conţinutul bazei de date on-line este mai important decît capacitatea de prelucrare a datelor.

Din nefericire, costul integrităţii este, în general, mai mare decît al disponibilităţii, iar costul sistemelor care necesită şi integritate şi disponibilitate este foarte mare.

Prin urmare, exprimarea cantitativă şi calitativă a fiabilităţii trebuie să facă referire la aceste două elemente.

Cerinţele pentru disponibilitate şi integritate variază de la sistem la sistem. De exemplu, disponibilitatea este diferită pentru baze de date on-line, faţă de sisteme pentru controlul proceselor.

Obiectivul urmărit la sistemele de baze de date este, în general, de a maximiza disponibilitatea sistemului sau fracţiunea de timp cît sistemul este în funcţionare pe un interval mare. Un alt obiectiv poate fi minimizarea timpului mediu de răspuns, unde timpul de răspuns include aşteptarea posibilă pentru ca sistemul să se restabilească după erori. Nu se admit de regulă penalizări pentru o restabilire neobişnuit de lungă; ceea ce are importanţă şi trebuie să intre în răspunderile materiale este comportarea medie pe o durată lungă.

Sistemele pentru controlul proceselor sînt presupuse, respectiv concepute, a avea o disponibilitate mare. Dacă totuşi are loc o eroare, sistemul trebuie restabilit foarte rapid, deoarece o întîrziere în efectuarea funcţiilor vitale ale sistemului poate avea rezultate catastrofale pentru procesul controlat. Poate să existe o restricţie explicită, în sensul că o restabilire să nu depăşească o valoare dată în durată (M unităţi de timp), care poate varia de la un sistem la altul. Obiectivul constă în a minimiza suprasarcina asociată cu restabilirea. Sistemul de control al unui proces (buclele de automatizare) se proiectează astfel, încît acesta să aibă o capacitate suficientă pentru a efectua toate sarcinile sale şi de asemenea să facă faţă la suprasarcina asociată cu restabilirea.

3. Fiabilitatea software-ului

Fiabilitatea subsistemului software este definită ca fiind probabilitatea că subsistemul software funcţionează fără defecte pe o anumită durată de timp, în condiţii de lucru date, cu obligativitatea ca în subsistemul hardware să nu apară defecte şi acţiunile operatorului sînt cele corespunzătoare.

Noţiunea de fiabilitate a software-ului este diferită de noţiunea de corectitudine a software-ului, legată, în principal, de corespondenţa între codul programului şi specificaţiile lui.

Un program este corect numai cînd corespunde specificaţiilor sale. Fiabilitatea, însă, este o măsură statistică de apreciere a sistemului, legat de cererea de servicii.

Uneori un program software cu fiabilitate ridicată poate fi în realitate incorect. Un sistem se consideră fiabil, chiar dacă există erori, în următoarele cazuri.

a — erorile de programare nu fac sistemul nefolosibil, exemplu: formatul la ieşire, erori de ieşire ce sînt uşor detectate şi corectate de utilizator;

b — situaţiile cînd erorile ce afectează sistemul nu apar foarte des şi sînt foarte puţin probabile în momentele cînd este nevoie de sistem.

Pe de altă parte, un software corect poate fi foarte nefiabil. Aceasta se întîmplă cînd specificaţiile pentru software nu sînt descrise complet. Demonstrarea corectitudinii se bazează în general pe presupunerile că:

— maşina care interpretează programul software funcţionează corect;

— toate datele de intrare sînt corecte.

Dacă aceste ipoteze sînt false, un sistem corect va funcţiona defectuos, fiind deci nefiabil.

Sistemul este demonstrat a fi corect, deoarece specificaţiile, care sînt folosite în demonstrarea corectitudinii, nu cuprind toate cerinţele privind comportarea sistemului în situaţii cînd cele două ipoteze de mai sus nu sînt valabile. Astfel de defecte au, în general, un efect mare asupra estimării fiabilităţii sistemului, deoarece erori în introducerea datelor şi în funcţionarea maşinii sînt posibile în condiţii de încărcare maximă a maşinii.

Pentru asigurarea continuării funcționării unui sistem de calcul și după apariția unei erori sînt necesare elemente redondante, care pot fi : hardware, software sau timp de execuție (repetarea operațiilor).

Tehnicile de asigurare a redondanței hardware sînt binecunoscute. Mai jos se prezintă sumar tehnicile de redondanță software, care pot fi statice sau dinamice.

Redondanță software nu înseamnă păstrarea mai multor copii ale aceluiași program, deoarece dacă unul din ele are o eroare, toate au aceeași eroare. Păstrarea mai multor copii ale aceluiași program se face doar ca măsură de precauție pentru o eventuală deteriorare a suportului material al programului (cartele perforate, bandă perforată, casetă magnetică, bandă magnetică, memorie internă etc.

Elementele software redondante sînt necesare atît pentru detecția erorilor (defectelor), cît și pentru restabilirea după erori.

Folosind tehnica de *redondanță statică*, un număr de module software (cel puțin trei), care sînt presupuse că efectuează aceleași funcții funcționează cvasi-simultan. Un modul de votare va selecta rezultatele de ieșire, pe baza unei decizii majoritare (fig. 1).

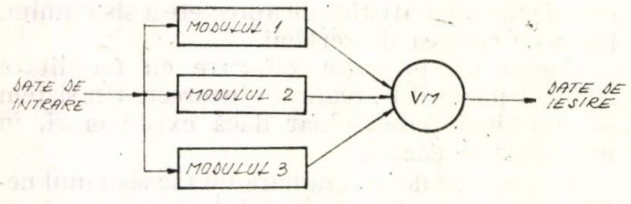


Fig. 1. Redondanța software statică : VM-modul de votare majoritară.

Un astfel de concept este împrumutat din hardware. Este foarte dezavantajos în ce privește supraîncărcarea sistemului de calcul. Necesarul de memorie, timpul de execuție și de utilizare a resurselor implicate într-o aplicație sînt cel puțin de trei ori mai mari. Deoarece erorile software sînt erori de proiectare, cele trei module trebuie să fie realizate de persoane diferite, independent unul de altul, ceea ce înseamnă că efortul de programare este triplu. Din cauza acestor dezavantaje, un astfel de concept poate fi aplicat în practică numai atunci cînd costul sistemului permite aceasta.

Tehnica de *redondanță dinamică* implică o supraîncărcare a sistemului de calcul considerabil mai mică. În acest caz, dacă apare o eroare într-un modul software utilizat în mod curent, acesta este înlocuit imediat cu un modul de rezervă, care a fost proiectat să realizeze aceleași funcțiuni. În acest caz, modulul software utilizat în mod curent este suplimentat doar cu un modul, care trebuie să detecteze eroarea și să realizeze comutarea pe modulul de rezervă în caz că apare o eroare (fig. 2).

Modulele software folosite în mod curent constituie componentele elementare pentru asigurarea fiabilității software-ului. Acestea au numai două stări : starea de operare și starea de defectare. Diagnoza erorilor are loc doar la nivelul modulelor, nu se încearcă să se detecteze erorile interne ale modulelor. Pentru a

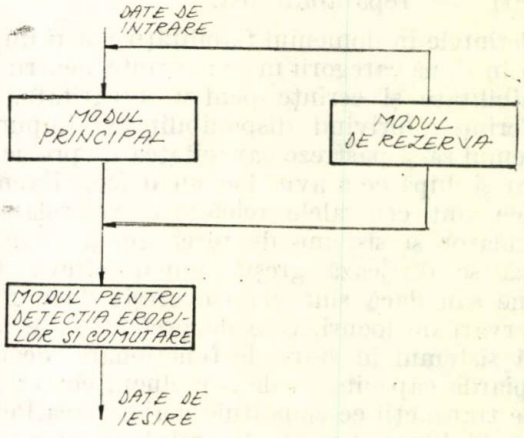


Fig. 2. Redondanța software dinamică.

putea restabili funcționarea după detecția unei erori trebuie memorate valorile variabilelor de ieșire ale tuturor modulelor într-o zonă de salvare, pînă se realizează comutarea pe modulul de rezervă.

Funcția importantă a modulului pentru detecția erorilor este de a decide dacă rezultatele prelucrărilor unui anumit modul sînt corecte sau nu. Acesta nu trebuie să modifice datele pe care le verifică. De aceea, dacă este posibil, datele verificate trebuie protejate la scriere pentru modulul de detecție a erorilor. Sistemul de operare poate monitoriza de exemplu, timpul de prelucrare a unui anumit modul și dacă acesta depășește o anumită limită întrerupe prelucrarea și clasifică modulul eronat.

În cazul în care se detectează o eroare, se înregistrează un mesaj de eroare într-un fișier de statistici.

Obiectivul modulului de rezervă este de a asigura continuarea funcționării și după apariția unei erori. De aceea modulul de rezervă trebuie proiectat astfel, încît să efectueze un minim strict necesar pentru garantarea continuării funcționării. În felul acesta structura modulului de rezervă va fi mai simplă, numărul instrucțiunilor va fi mai mic decît pentru modulul folosit în mod curent. Pentru a preveni aceleași erori de proiectare, modulul de rezervă trebuie realizat de alți programatori și de asemenea este indicat să se folosească algoritmi diferiți pentru realizarea funcțiunilor sale.

Pentru a ușura implementarea sistemului se recomandă să se înceapă cu realizarea modulelor de rezervă și a modulelor de detecție a erorilor. Acestea fiind mai simple necesită un efort mai

mic şi totodată asigură funcţiile minime ale sistemului. Modulele ce vor fi folosite în mod normal, fiind mai complexe, vor necesita timp mai mult pentru depanare. Avînd realizate modulele de rezervă şi de detecţie a erorilor, în timpul testării modulelor de uz normal, modulele de detecţie a erorilor vor sesiza apariţia erorilor şi le vor înregistra în fişierele de statistici, comutînd apoi pe modulele de rezervă. Procedînd în felul acesta, se va reduce timpul de depanare.

4. Costul şi fiabilitatea unui sistem de calcul

Este acceptat pe scară largă că realizarea unei bune fiabilităţi este foarte costisitoare. Ceea ce nu este încă general acceptată este procedura adoptată pentru evaluarea fiabilităţii sistemului. În principiu, această problemă prezintă două aspecte :

— evaluarea costului nefiabilităţii ;

— evaluarea costului unui anumit nivel de fiabilitate (sau invers, evaluarea fiabilităţii obţinută pentru un anumit cost).

Este important de stabilit nivelul fiabilităţii pentru aplicaţia ce ne interesează.

Toţi beneficiarii doresc un sistem de calcul fiabil, puţini sînt însă în stare să decidă ce nivel de fiabilitate se poate suporta din punct de vedere financiar.

Este important de recunoscut că nici un sistem nu are fiabilitate perfectă, că orice sistem are o probabilitate de cădere, posibil foarte mică, totuşi diferită de zero. În plus, proiectînd sistemul, astfel încît să se reducă probabilitatea de defectare a acestuia, costul sistemului va creşte şi preţul pentru o fiabilitate foarte mare este un cost foarte mare.

Astfel, este important să se examineze fiecare aplicaţie, pentru a determina costul nefiabilităţii.

În multe situaţii, costul erorilor nu este foarte mare şi poate fi mai ieftin acceptînd erori ocazionale, decît să le previi. În principiu, este de dorit să se determine un optim al costului fiabilităţii ce poate fi suportat din punct de vedere financiar [8].

În practică, din nefericire, astfel de costuri nu pot fi uşor evaluate, dar astfel de dificultăţi nu ne pot elibera de responsabilitatea de a ţine seama de valoarea costului pentru a obţine o fiabilitate bună.

Bibliografie

[1] * * * Laboratory experiments in the field of reliability. In : Symposium on teaching measurement science through laboratory experiments. Stockholm, Sweden, August 29—31, 1977.

[2] *Avizienis, A.* Fault-Tolerant Systems. In : IEEE Trans. on Computers, vol. C—12, December, 1976, pag. 1403—1312.

[3] *Kopetz., H.* System reliability and software redundancy. În : Real-Time Software. Infotech Information Ltd. 1976, pag. 757—766.

[4] *Stăicuţ, E.* Methods for software reliability improvement. În : 4-th International Conference on Control Systems and Computer, Science, Bucharest, 1981, June 17—20, pag. 306—311.

[5] *Avizienis, A.* Computer systems reliability, an : Overview. În : Computer Systems Reliability, Infotech Information Ltd, 1974, pag. 215—233.

[6] *Avizienis, A.* Fault-Tolerance and fault-intolerance. Complementary approaches to reliable computing. În : 1975 International Conference on Reliable Software, Los Angeles, USA, pag. 458—464.

[7] *Miller, J. S.* A fault-tolerant multiprocessor. În : Multiprocesor Systems, Infotech Information Ltd., 1976, pag. 385—396.

Recenzie

R. SCHÖNFELD ŞI E. HABIGER. Acţionări electrice automatizate. (Automatisierte elektroantriebe). VEB Verlag Technik, Berlin, 1981.

Domeniul actual şi modern al sistemelor automatizate de acţionare electrică s-a îmbogăţit recent cu lucrarea valoroasă de mai sus, elaborată de doi binecunoscuţi specialişti de la Universitatea tehnică din Dresda, RDG, profesorii dr. doc. ing. Rolf Schönfeld şi Ernst Habiger. Într-un volum de 532 de pagini materialul este structurat pe 11 capitole, al zecelea fiind constituit de bibliografia consultată, iar al unsprezecelea de o listă a termenilor tehnici.

După o utilă listă de notaţii, în capitolul 1 — introducerea — se insistă asupra importanţei pe care o prezintă tehnica acţionărilor electrice în economia socialistă, proprietăţile şi tipurile de sisteme de acţionare electrică, cît şi sarcinile inginereşti din tehnica acţionărilor.

În capitolul 2 autorii expun bazele proiectării sistemelor automatizate de acţionare. Capitolul este interesant redactat, conţinînd şi rezultate originale ale autorilor. Se prezintă trăsăturile unei strategii sistematice de proiectare, precizarea punerii problemei, alegerea soluţiilor de principiu, dimensionarea şi optimizarea sistemului de acţionare, cît şi prelucrarea pieselor scrise şi desenate pentru execuţie, verificare şi exploatare.

Elementele şi aparatele necesare automatizării acţionărilor electrice sînt examinate în mod logic în capitolul 3. Se studiază aici dispozitivele pentru introducerea, sesizarea şi prelucrarea informaţiei, ca şi pentru furnizarea acesteia.

Conlucrarea motoarelor electrice cu elementele electronicii de putere folosite în reglarea sistemelor de acţionare electrică formează obiectul capitolului 4. Cititorului i se prezintă alimentarea motoarelor de curent continuu de la mutatoare, acţionările bidirecţionale cu mutatoare. Se mai expune comanda prin impulsuri a motoarelor de curent continuu, schemele în cascadă, comanda în tensiune şi frecvenţă a motoarelor asincrone şi sincrone.

Calculul proceselor dinamice din sistemele de acţionare electrică este redat în capitolul 5. Se studiază procesele dinamice din subsistemul electromecanic, din acţionările de curent continuu şi trifazate, cu un aparat matematic adecvat şi modern.

Capitolul 6 conţine proiectarea şi dimensionarea acţionărilor reglabile. După prezentarea structurilor analogice liniare, se trece la optimizarea acestora; sînt apoi examinate sistemele neliniare, ca şi cele adaptive şi numerice. Capitolul se încheie cu acţionările reglabile, transmisii sincrone în regim dinamic şi sistemele de acţionare înlănţuite tehnologic.

Un capitol relativ mic, dar important, il constituie capitolul 7, care se ocupă de utilizarea calculatoarelor analogice şi numerice pentru simularea şi calculul sistemelor de acţionare.

Descrierea, şi proiectarea dispoz'tivelor de comandă şi reglare sînt detaliat cuprinse în capitolul 8. După diferitele procese susceptibile de a fi automatizate sînt prezentate dispozitivele de comandă şi reglare, împreună cu exemple de sisteme automatizate de acţionare electrică, de la cele mai simple la cele mai complexe.

În capitolul 9 se prezintă cauzele posibile de perturbaţii, măsurile de eliminare ale lor şi de mărire a fiabilităţii în sistemele automatizate de acţionare electrică.

Bibliografia (capitolul 10) s-a redat pe capitole, conţinînd o listă foarte bogată, 667 titluri, mai ales din literatura germană şi sovietică.

Experienţa bogată a autorilor, în cercetare şi în învăţămîntul electrotehnic superior, a făcut ca prezentarea materialului să fie riguroasă şi logică, nivelul general al lucrării recenzate fiind înalt şi modern. Din analiza — fie şi sumară — a cuprinsului cărţii, rezultă că autorii au avut mereu în vedere necesităţile de ordin practic, de proiectare şi de cercetare.

„Acţionările electrice automatizate" ale autorilor R. Schönfeld şi E. Habiger constituie o carte ce poate fi recomandată cu căldură tuturor celor ce se ocupă de proiectarea şi studierea sistemelor electrice rotative de acţionare electrică.

Prof. dr. ing. *Carol Saal*,
Universitatea din Braşov.

Cronici

Intensă activitate de negocieri și contractări în sectorul expozițional electrotehnică/electronică la Tîrgul de primăvară de la Leipzig 1983

Sectorul expozițional de electrotehnică/electronică a prezentat la ediția de primăvară a Tîrgului de la Leipzig 1983 o bogată ofertă cuprinzînd aproximativ 800 grupe de produse, bază a unei ample activități de negocieri și contractări.

Subdivizionată pe secțiile: electrotehnică, tehnica automatizării, tehnica comunicațiilor și de măsură, aparate de precizie, dispozitive de prelucrare a datelor, mașini de birou și componente electronice, expoziția a fost instalată pe o suprafață de cica 45 000 metri pătrați, pe care au expus întreprinderi comerciale, grupuri de experți și firme specializate, venite din 21 de țări și din Berlinul de Vest.

Tema centrală care a concentrat obiectul expozițional a fost „Eficiență programată prin microelectronică" care și-a găsit confirmare practică în produsele expuse în acest sector.

Exponentele prezentate au demonstrat că dezvoltarea rapidă a electrotehnicii se desăvîrșește tot mai mult, direct sau indirect, sub influența microelectronicii.

Cea mai mare parte a soluțiilor de automatizare propuse sînt, de asemenea, bazate pe microelectronică sau pe microprocesoare. Noile soluții tehnice din domeniul tehnicii comunicațiilor, cu o largă aplicare a microelectronicii, urmăresc creșterea productivității muncii și eficienței proceselor de tehnică a comunicațiilor, ca și a fiabilității și competitivității produselor din acest sector.

Progresele tehnico-științifice realizate se manifestă în mod pregnant în digitalizarea crescută a tehnicii comunicațiilor.

Sectorul profesional „Prelucrarea datelor, mașini de birou", poartă de asemenea, amprentele noilor soluții de eficiență pentru industrie, medicină, economie, ca și pentru știință și tehnică.

Expozanți deosebiți ai sectoarelor economice socialiste și capitaliste

Combinatele productive și întreprinderile de comerț exterior din toate țările membre ale CAER, ca și din Jugoslavia, au demonstrat, prin produsele prezentate, competitivitatea și diversitatea programelor de fabricație în domeniul electrotehnicii, electronicii și aparaturii științifice.

Printre cei prezenți la tîrg s-au inclus: VEB Elektroenergieanlagenbau, VEB Kombinat Automatisierungsanlagenbau, VEB Kombinat Keramische Werke Hermsdorf, VEB Kombinat Elektro-Aparate-Werke Berlin — Treptow, „Friederich Ebert", VEB Kombinat Kabelwerk Oberspree „Wilhelm Pieck", Kombinat VEB Lekomotivbau-Elektrotechnische Werke „Hans Beimler" Hennigsdorf, VEB Kombinat Nachrichtenelektronik, VEB Carl Zeiss Jena, VEB Kombinat Robotron, VEB Kombinat Mikroelektronik, Kombinat VEB Elektronische Bauelemente și cu titluri de exportatori întreprinderea de comerț exterior Elektrotechnik Export-Import cu diferite filiale, întreprinderile de comerț exterior Heim-Elektric Export-Import, Robotron Export-Import și VEB Carl Zeiss Jena din R. D. G.

Dintre firmele străine au fost prezente Energomashexport, Mashpriborintorg, Techsnabexport, Elektronorgtechnik, din U.R.S.S., ZSE și KOVO din Cehoslovacia; Elektrim, Metronex, Unitra, Labimex, Mera-Elwro și uzinele Radwer din Polonia; Budavox, GANZ, IGV, Metrimpex, MOM și Elektromodul, Transelektro și Videoton, din Ungaria; Elektroimpex și Isotimpex din Bulgaria; Electroexport-import, Electronum, Romelectro, Romenergo, din România; Elektrotehna Zagreb, Energoinvest, Tehnometal-Vardar, Rade Koncar și Digitron, din R. S. F. Jugoslavia.

Printre numeroșii participanți de renume din țările capitaliste se numără: A.C.E.C. și Agfa-Gevaert — Belgia, AEG-Telefunken Siemens AG, Varta Baterie AG, Knorr — Brems Bopp și Reuter, Hartman & Braun AG; Danfoss A/S Danemarca, Sermes et Flonic Schluniberger — Franța și altele.

Schimburi de experiență științifică și tehnică tot mai importante

Orientările spre aplicarea pe scară tot mai largă a soluțiilor oferite de microelectronică în electrotehnică, automatică, informatică și construcția de aparate științifice, programul de manifestări științifice și tehnice ale Tîrgului de la Leipzig din această primăvară au căpătat o amploare de importanță deosebită. Acest program a fost dedicat în întregime temei cen-

trale a tîrgului „Eficiență prin microelectronică", în cadrul căruia a avut loc, între 14 și 16 martie a. c. „Congresul științific ERAM'83 : „Raționalizarea și automatizarea eficientă prin microelectronică".

La Congres au participat 400 de oameni de știință și utilizatori din 16 țări. Pe lîngă acesta s-a mai desfășurat un vast program de conferințe de specialitate din domeniile electrotehnicii și electronicii în patru secțiuni.

Robotron—firmă de prestigiu a R.D.G. la Tîrgul de primăvară de la Leipzig 1983

Ca în fiecare an VEB Kombinat Robotron — a prezentat o bogată gamă de produse din domeniile instalațiilor de informatică, tehnicii de birou și electronicii de măsură. În același timp, combinatul a prezentat o serie de soluții economice privind problemele utilizatorilor din industrie, domeniile științifice și de cercetare, ca și din alte sectoare ale economiei. Este de menționat calitatea superioară a produselor Robotron, determinată prin aplicarea microordinatoarelor de performanță.

Din gama de fabricație a produselor Robotron fac parte :

— instalații electronice de prelucrare a datelor ;
— sisteme informaționale de bază ;
— ordinatoare de birou ;
— aparate și sisteme de captare a datelor ;
— terminale și produse OEM ;
— sisteme de prelucrare a textelor ;
— mașini de scris ;
— trasoare și materiale de organizare ;
— tehnică de măsură electronică ;
— tehnică de transmisie radio ;
— electronică de gestiune.

Produsele Robotron sînt exportate în mai mult de 60 de țări, făcînd cunoscută peste tot calitatea lor superioară.

În cele ce urmează se vor prezenta cîteva din produsele mai importante.

Teleprelucrarea datelor cu relee herziene

VEB Kombinat Robotron prezintă pentru prima dată o variantă de teleprelucrare a datelor prin folosirea sistemului EDV și a releelor herziene cu comandă numerică, din modelul Robotron PCM 10—400/800. Această combinație deschide domenii de aplicare care, cu mijloacele de transmisie utilizate pînă acum, erau inaccesibile în materie de prelucrare a datelor.

Aplicații posibile :

— Punerea în funcțiune în sectoare relativ închise.

— Punerea în funcțiune în sectoare industriale pentru montajul sistemelor detectoare de avarii, independente de telefon.

— Punerea în funcțiune în sistemele de conducte de gaze naturale, ca și conducte pentru transportul uleiurilor.

— Punerea în funcțiune în stațiunile meteorologice pentru transmiterea informațiilor de plecare a posturilor de observații și radar îndepărtate.

— Punerea în funcțiune pentru citirea teleprelucrărilor, pentru utilizarea sistemelor automate de rezervare, de calcul în cadrul mijloacelor financiare de informare.

Totodată, se dă posibilitatea de a se combina pînă la 10 linii telefonice pe canalele de transmisie a datelor. Distanța între două aparate emitoare/receptoare este de circa 30 km, în funcție de natura terenului.

Sistemul de teleprelucrare recent dezvoltat dispune de posibilitatea de intrare a canalelor de date pe centre de relee herziene, ca și de posibilitatea de comutare a lor în punctele nodale ; ca urmare, fiecare structură de rețea poate, la alegere, să fie în linie, în stea sau în ochiuri.

Existența interface-urilor de canale, conform cu recomandațiile CCITT, ca și toate vitezele de transmisie a datelor pînă la 64 kbyt/s pe canalele herziene permit branșarea tuturor terminalelor în funcțiune sau în curs de dezvoltare și a instalațiilor EDV ale Kombinatului Robotron.

În cazul introducerii unor aparate de proveniență străină în sistemul de teleprelucrare Robotron, este indispensabilă asistența logicianului pentru ordinatoare prioritare.

Digitalizor performant-periferic pentru prelucrarea datelor grafice

Digitalizorul performant realizat de VEB Kombinat Robotron este un material compact pe planșeu, cunoscut ca un aparat on-line. El servește la detectarea datelor grafice. Anteprelucrarea acestor date se efectuează cu ajutorul unui ordinator intern al aparatului. Pe lîngă realizarea în interiorul aparatului a funcțiilor grafice de bază, este posibilă introducerea de ordine specifice la utilizator și care sînt folosite

datorită documentaţiei grafice a sistemului, conform sistemului de logică al beneficiarului.

Digitalizorul (fig. 1.) se compune dintr-un tablou de măsură orientabil, o unitate de comandă a aparatului cu microprocesorul integrat, legat la unitatea de calcul central şi la memoria RAM a microordinatorului Robotron K 1520, inclusiv joncţiunea de interface (IFSS), ca şi un captator mobil al valorilor de măsură.

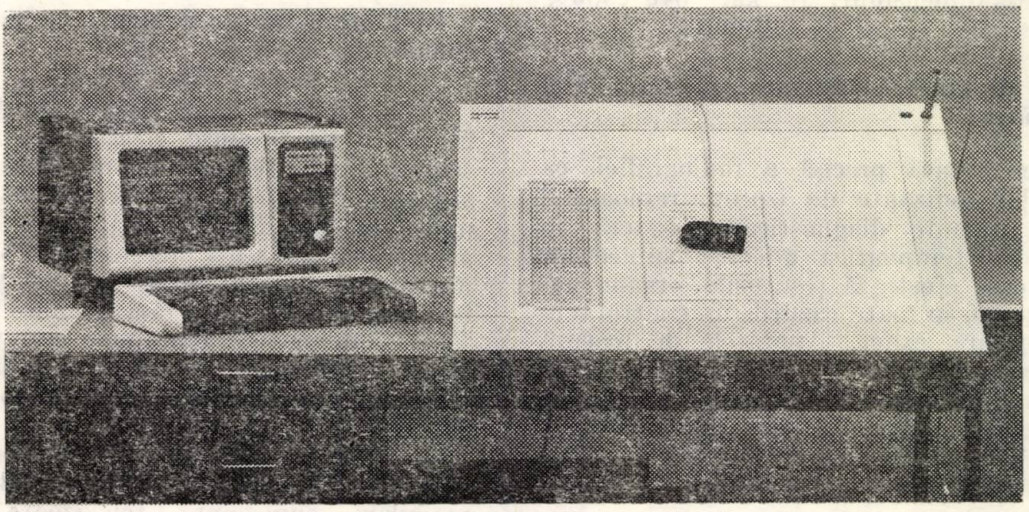


Fig. 1

Principiul de digitalizare se bazează pe metoda măsurării inductive. Prin divizarea procesului de măsură în mărimi aproximative şi în mărimi precise, aparatul prezintă avantaje în ceea ce priveşte viteza de înregistrare a măsurilor şi a rezoluţiilor care decurg. Cu acest sistem de măsură, se poate realiza o rezoluţie de 0,01 mm. Valorile de măsură digitalizate prezintă, pe toată durata lucrului o exactitate de:

0,01 mm cu utilizarea cursorului;

0,05 mm cu utilizarea ergot-ului.

Diferitele complexe de logici sînt disponibile, de exemplu, în microprogram-test, logica de funcţiune, logica de digitalizare, a ordinatorului de bază, care permite legătura în pachetul de program al „sistemului grafic central".

Pe baza unei calităţi superioare a rezoluţiei şi a exactităţii în timpul captării datelor, ca şi a capacităţii mari de randament intern şi a înaltei concepţii ergonomice, digitalizorul constituie una din componentele esenţiale ale locurilor de muncă, grafice în numeroase domenii ştiinţifice şi tehnice, de exemplu, electrotehnică /electronică; geodezie şi cartografie; sănătate şi lucrări publice; construcţii mecanice.

Televizor portativ „RC 6041" — o noutate Robotron în electronica spectacolelor

În domeniul electronicii spectacolelor combinatul Robotron şi-a lărgit gama de aparate atît de solicitate.

Pentru prima dată un aparat de televiziune în culori cu tubul catodic de 42 cm PIL, cu o tehnică de deviaţie de 90° este realizat de Robotron. Aparatul „RC 6041" este în întregime tranzistorizat şi echipat, conform cu tehnica modernă de cuplaj, cu circuite integrate.

Conform normelor CCIR şi sistemelor SECAM şi PAL, este posibilă recepţia emitoarelor. Comutarea pe cele două sisteme de televiziune în culori este automatizată.

Receptorul posedă şase taste de preselecţia programelor cu comutatoare cu manetă pentru canalele I, III şi IV/V, pînă la canalul 60 (VHF/UHF) şi un LED electronic pentru orientarea canalelor.

„RC 6041" dispune de tensiune de alimentare cu reglaj electronic, cu protecţie contra căderilor de tensiune, limitare de curent de fascicul pentru protecţia contra subşarjării tuburilor de imagine, ca şi de cuplaj automat pentru frecvenţe şi amplitudini de deviaţie şi de demagnetizare. Aparatul funcţionează la o tensiune de alimentare de 220 V.

Prin intermediul duliei de antene, un videorecorder este branşat pe ieşire HF.

Un component al reţelei de comutaţie electronică asigură o putere absorbită relativ slabă (= 65 V), ca şi o separare a tensiunii de reţea. Reglajul culorilor se face din faţa aparatului.

O carcasă plastică cu mînere de transport încastrate şi un dispozitiv de rulare pentru prelungitor formează modelul standard al acestui aparat.

Cîteva date tehnice:

— Dulia de antenă.....dulie coaxială, 75 ohm, pentru VHF și UHF sau dipolară.
— Reglajul.....claritate, contrast, contrast de culori, intensitatea sunetului.
— Alte posibilități de branșare . . . . . două difuzoare, cască acustică, magnetofon.
— Greutate, dimensiuni: 18 kg, 540×350× × 400 mm

Aparate de măsură destinate radioterapiei și diagnosticării

Aplicarea clinică precisă a radiografiei, ca și a razelor ionizante de izotopi radioactivi pentru a permite diagnosticarea exactă în timp rapid și terapeutica adecvat subiecților tumorali care afectează țesuturile organismului, presupune, în toate cazurile un control tehnic de măsură exact. Aparatele de măsură propuse pentru aceste efecte, de către VEB Kombinat Robotron, sînt bazate pe subansamble electronice moderne, care și-au demonstrat calitățile în conexiune cu un larg sortiment de sonde de măsură speciale, în serviciul clinicii practice.

Pentru radiografie și raze Gamma, se dispune de un dozimetru clinic M 2300 (fig. 2) echipat cu un microcalculator. Se pot măsura cu o înaltă exactitate doza de energie sau puterea dozei energetice pe piele și, respectiv, în cavitățile corporale în conexiune cu șase sonde diferite de măsură. Automatizarea lărgită a efectuării măsurătorilor și informațiile imediate privind doza sau puterea dozei de energie prin afișaj numeric fac ca utilizarea acestui dozimetru să fie sigură și facilă.

Măsurarea protecției contra iradiațiilor se poate face cu o mare exactitate folosind dozimetrul Röntgen-Gamma 27040. Aparatul, portabil, este cuplat la un cap de măsură care se poate instala la o distanță de 100 m.

Dozarea exactă a substanțelor radioactive în cazul aplicației intracelulare a procesului de diagnosticare este asigurată printr-un aparat de măsurare a radioactivității M 27013. Aparatul se distinge prin exactitatea riguroasă a măsurătorilor, o selecție rapidă a nuclidelor și o funcționare automată. El face parte din echipamentul de bază al medicinei nucleare.

RFT oferă licențe pentru zece produse complexe

Ca rezultat al cercetărilor științifice și al fabricării de produse electronice, aparate de televiziune, de radiodifuziune, aparate de sunet și lecturi de casete, VEB Kombinat Rundfunk und Fernsehen duce o politică activă de livrare a licențelor aferente acestora. În acest domeniu există, de mai mulți ani, relații bune cu întreprinderi din alte țări membre ale CAER. VEB Kombinat RFT propune cesiunea dreptului de utilizare sub formă de licență a rezultatelor tehnico-științifice ale următoarelor produse:

— Aparate, ansamble și subansamble moderne în tehnologie integrată și în structură modulară, cum sînt: televizoare color cu tubul catodic de 110°, tip in-line, aparate de radio stereofonice, magnetofoane cu casete stereofonice, subansamble pentru televizoare moderne, blocuri-sector fără transformator, dispozitive de comandă la distanță cu ajutorul razelor infraroșii, cascade de componenți cu siliciu, decodoare, tunere;

— Mașini automate de uzinaj pentru conductori de cabluri, care efectuează decupajul și denudarea conductorilor și ale toroanelor conductorilor, ca și toronarea conductorilor și cositorirea lor la capetele conexiunilor;

— Mașini pentru încercarea robusteței mecanice prevăzute pentru încercarea subansam-

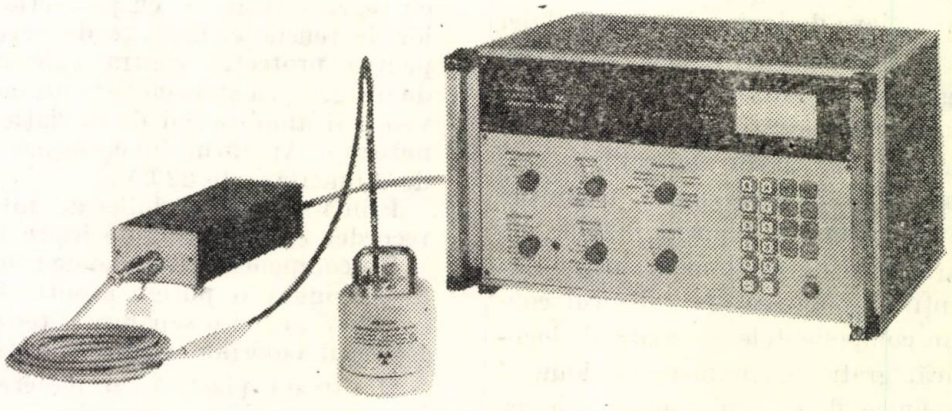


Fig. 2

blelor și a aparatelor electronice atît pentru asigurarea calității produselor, cît și pentru obținerea de informații asupra robusteței și anduranței mecanice-dinamice, a securității lor în funcționare și a punctelor lor vulnerabile;

— Echipamente tehnologice speciale pentru efectuarea rulării conductorilor, a sudurii de înaltă frecvență, a izolației bobinajelor de demagnetizare pentru televizoarele în culori;

— Mașini de mulare a pieselor mici, de exemplu, bobinaje de înaltă frecvență;

— Complet de aparate de măsură pentru încercarea magnetofoanelor cu casete;

— Panouri circulare pentru montajul automatizat al pieselor mici, care permite și automatizarea proceselor de asamblare, de exemplu, în fabricația accesoriilor pentru antene (sistem modular);

— Dispozitive de regenerare a tuburilor catodice cu emisie slabă, atît pentru televiziunea alb-negru, cît și pentru televiziunea în culori, permițînd atingerea cu aproximație a emisei inițiale a tubului și, de asemenea, suprimarea completă a eventualelor căderi între electrozi;

— Dispozitive speciale pentru fabricarea automată a miezurilor de echilibrare din aluminiu fără tăierea așchiilor și într-un singur timp;

— Tehnologii și instalații tehnice pentru fabricarea de carcase pentru televizoare, radiouri, incinte acustice, electrofoane/pickupuri, folosind procedee tehnologice de pliere, expansiune a materialelor plastice și de prelucrare a suprafețelor prin contra-lipire;

— Dispozitive de asamblare a componentelor pe plăcile de circuite imprimate prevăzute cu broșe de forma 1 și 2 pentru stabilirea contactelor electronice;

— Dispozitive pentru sudarea în punctele pentru cadrele de șasiuri (permițînd modificări).

G. Andrei

Noi soluții tehnice bazate pe microelectronică oferite de VEB Nachrichtenelektronik la Tîrgul de primăvară de la Leipzig 1983

Noile soluții tehnice realizate pe baza aplicării largi a microelectronicii au demonstrat, la Tîrgul de primăvară de la Leipzig 1983, progresul tehnico-științific înregistrat de RFT în domeniul tehnicii comunicațiilor. Cu aceste noutăți VEB Kombinat Nachrichtenelektronik, în calitatea sa de reprezentant al industriei de telecomunicații din R.D.G., dă posibilitatea de a arăta în același timp, în cadrul obiectivului central al Tîrgului „Eficiența programării cu ajutorul microelectronicii", nivelul avansat de aplicare a microelectronicii în toate domeniile de activitate. Rezultatele obținute prin aplicarea intensă a microelectronicii nu se rezumă pur și simplu numai la o înaltă fiabilitate și eficiență a produselor, prin volumul și masa lor reduse, prin consumul diminuat de energie, ca și prin noile lor caracteristici și performanțe, ca și prin noi posibilități de aplicare.

Exponatele combinatului evidențiază toate tendințele de progres în domeniul transmiterii informațiilor.

Din completul telefonic oferit „Comunicațiile telefonice agrare", în care se includ sistemele de radio-telefonie UIF/FIF, face parte noua centrală telefonică electronică numerică. Este o centrală-terminal de tip OZ 100 D comandată prin microprocesoare, calculată pentru un număr de maximum 100 abonați, proiectată pentru a fi inserată cu ușurință în toate sistemele de comunicații. Pentru realizarea legăturilor de linii fără cablu între stațiile de interface telefonie/radiotelefonie, pe de o parte, și stațiile de radiocomunicații de bază ale sistemelor radiotelefonice, pe de altă parte, VEB Robotron-Elektronik Radeberg propune ca inovație instalația de transmisie radio prin relee tip PCM 10—400/800. Ea funcționează în gama de frecvențe de 4 000 MHz, sau de 800 MHz și permite transmiterea informațiilor numerice cu un debit de 704 kbit/s. Cu un echipament de multiplexaj integrat în instalația de transmisiuni prin fascicule hertziene se dispune de o capacitate de transmisie de la două la zece semnale numerice cu o viteză de transmisie de 64 kbit/s fiecare. El dă posibilitatea de a transmite date prin sistemul de radio-telefonie fabricat de RFT.

Demonstrarea acestei posibilități s-a făcut în premieră la Tîrgul de primăvară de la Leipzig utilizînd teleimprimatoare electronice din familia F 1 000 în combinație cu un nou echipament de telegrafie numerică de tip SZT.

Acest exponat face parte din complexul „Tehnica de transmisie numerică a informațiilor, la baza căruia stă sistemul de transmisie MIC de tip PCM 30/120 cu fibre optice.

Echipamentul de telegrafie numerică permite transmiterea de canale telegrafice și de date cu rapiditate de modulație între 50 și 300 Band.

O altă noutate în domeniul transmisiilor numerice este echipamentul de transmisie numerică prin radio-releu PCM 120—2 000 propus

de VEB Robotron-Elektronik Radeberg. Acest echipament are o capacitate de transmisie de 8 448 kbit/s (corespunzînd cu un număr de 120 de canale telefonice) și funcționînd într-o gamă de frecvență de 2 GHz. În acest complet este introdusă o altă noutate : dispozitivul de măsură a vobulației cu o frecvență de 2 GHz.

Pentru raționalizarea operațiilor de muncă, transport și transbordare, VEB Kombinat Nachrichtenelektronik a prezentat sisteme de comunicații electronice moderne pe baza radiocomunicațiilor mobile (unde ultrascurte) și a transmisiilor telegrafice/telex a intercomunicațiilor, electroacusticii și electrocontrolului. Ca echipament nou, complementar, pentru instalații și/sau rețele de radiocomunicații sau pentru instalații radio doar proiectate în special pentru transmisia pe unde scurte, sistemul KSS 1300, a fost prezentat echipamentul de protecție a datelor, care servește la mărirea gradului de securitate a transmisiei de date în transmisia radio-telegrafică, ca și o antenă activă (KAA 1000).

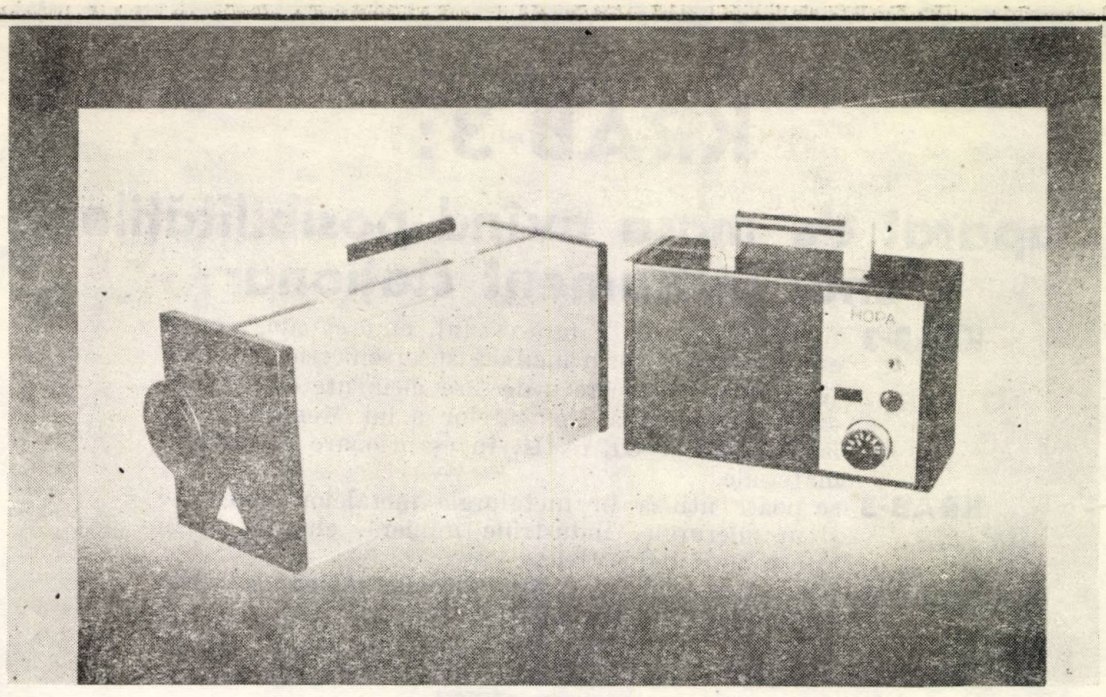
Alte noutăți ale tîrgului, făcînd parte din programul complexului de echipamente de radiocomunicații mobile este stația de emisie-recepție UGZ 75, și pupitrul de comandă UBZ 75 pentru stațiile de radio fixe, cu echipamentul UZZ 75.

Ca un mijloc nou de comunicații pentru necesități speciale de comutații în economie, în industrie și transporturi au fost propuse echipamentele de comunicații de serviciu DVG 1, DVG 5, DVG 10. Aceste mijloace mobile de comunicații cu una, cinci și 10 linii de abonați permit crearea de rețele structurale în stea de formă multimontaj și în linie. Ele pot coopera, de exemplu, cu echipamente locale de tip baterie, dar și cu echipamente de comutație cu alimentare centalizată. Oferta a fost completată cu noi variante de aparate telefonice terminale, printre care telefoane putînd cupla simultan zece numere.

Complexul expozițional „Studioul sunetului RFT" (RFT Tonstudio) avînd la bază pupitrul de regie MP 4084 și pupitrul de regie KM 82 cu gabarit redus, pune la dispoziția beneficiarilor largă gamă de produse RFT din tehnica studiourilor de sunet. Oferta de tîrg propusă de VEB Kombinat Nachrichtenelektronik a cuprins, de asemenea, un bogat program de prestații tehnico-științifică.

Programul de fabricație al combinatului în domeniul electronicii neprofesionale a fost expus în casa-tîrg, HANDELSHOF pentru domeniul radioteleviziunii sunetului unde s-a prezentat un bogat sortiment de difuzoare și sisteme acustice ca și noul radioreceptor de buzunar „Vilm".

În domeniul elctronicii de măsură, organizat de VEB Kombinat Robotron, RFT a fost reprezentat prin transformatoare-regulatoare, printre care noul autotransformator-regulator de mic gabarit.

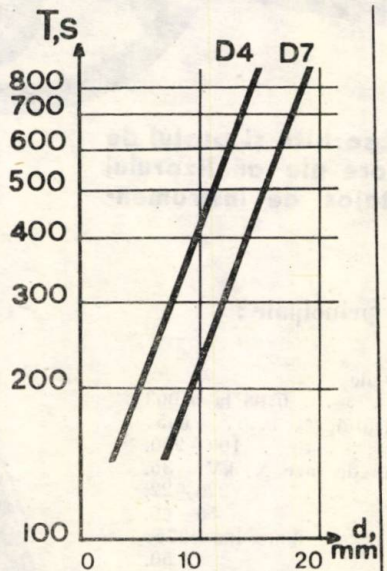


NORA

este unul din aparatele cu raze X din cele mai compacte pentru controlul nedistructiv al materialelor în laboratoare şi ateliere, în condiţii dure de şantier şi în locurile dificile de acces:

- oleo- şi gazoducte ;
- cazane de înaltă presiune ;
- carcase navale ;
- piloane pentru linii de transport energie electrică ;
- schimbătoare de căldură la centralele nucleare.

Dar cimpul de aplicare a noului apart cu raze X nu se limitează la exemplele citate. Dumneavoastră îi puteţi găsi alte întrebuinţări după ce veţi studia posibilităţile şi avantajele sale.



Curbele de grosime a oţelului controlat cu raze X în funcţie de timpul de expunere (T) la distanţa focală de 300 mm. Filmul folosit : D4, D7.

Principalele caracteristici tehnice :

Energia de radiaţie eficace, keV	160
Diametrul petei focale, mm	3
Gosimea oţelului controlat cu raze X, mm	20
Sensibilitatea diferenţială a radiogramelor	1,5
Dimnesiuni de gabarit, mm :	
modulul cu raze X	170 × 250 × 490
pupitrul de comandă, mm	170 × 260 × 350
Masa, kg :	
modulul cu raze X :	8,5
pupitrul de comandă :	9,5

32/34, Bd. Smolenskaya-Sennaya
121200 Moscova, URSS
Telefon : 244-32-85
Telex 411328 TSE SU

Exportator :

Techsnabexport
USSR MOSCOW

PUBLICOM

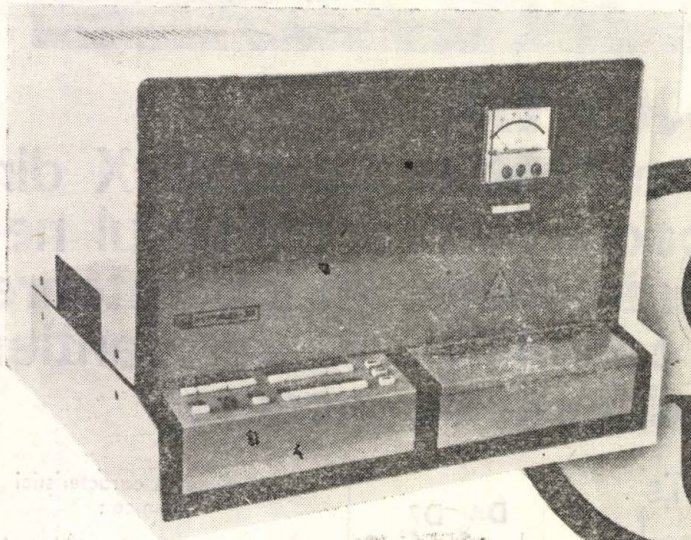
KRAB-3:

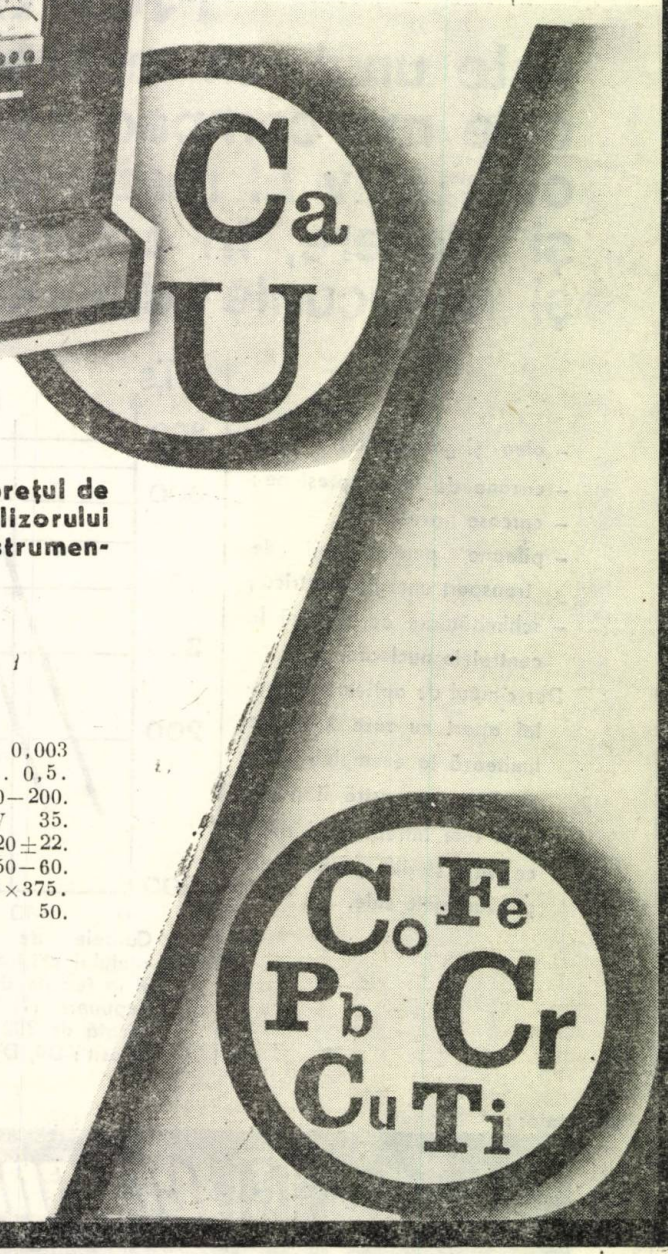
aparat de masă avînd posibilităţile unui instrument staţionar

KRAB-3 Analizor cu raze X fără cristal, cu 6 canale, pentru analiza rapidă, prin metoda spectrometriei cu raze X, a unei concentraţii de şase elemente din clasificarea periodică a elementelor a lui Mendeleev, de la CALCIU la URANIU, în eşantionare de diverse materiale.

KRAB-3 se poate utiliza în metalurgia metalelor neferoase şi în siderurgie, industriile minieră, chimică şi în alte ramuri industriale.

KRAB-3 poate funcţiona în regim automat (comandat prin ordinator) sau manual.





Dimensiunile, puterea absorbită şi preţul de cost reduse sînt atuuri majore ale analizorului KRAB-3 care-l disting avantajos de instrumentele de uzaj analog.

Caracteristici tehnice principale :

Sensibilitate de prag, % (în funcţie de produsul analizat)	0,08 la 0,003
Eroarea de bază datorată instrumentului, %	0,5.
Durata analizei a şase elemente, s	100—200.
Tensiunea maximă la bornele tubului de raze X, kV	35.
Tensiunea de alimentare, V	220±22.
Frecvenţa, Hz	50—60.
Dimensiuni de gabarit, mm	600×400×375.
Masa, kg	50.

EXPORTATOR :

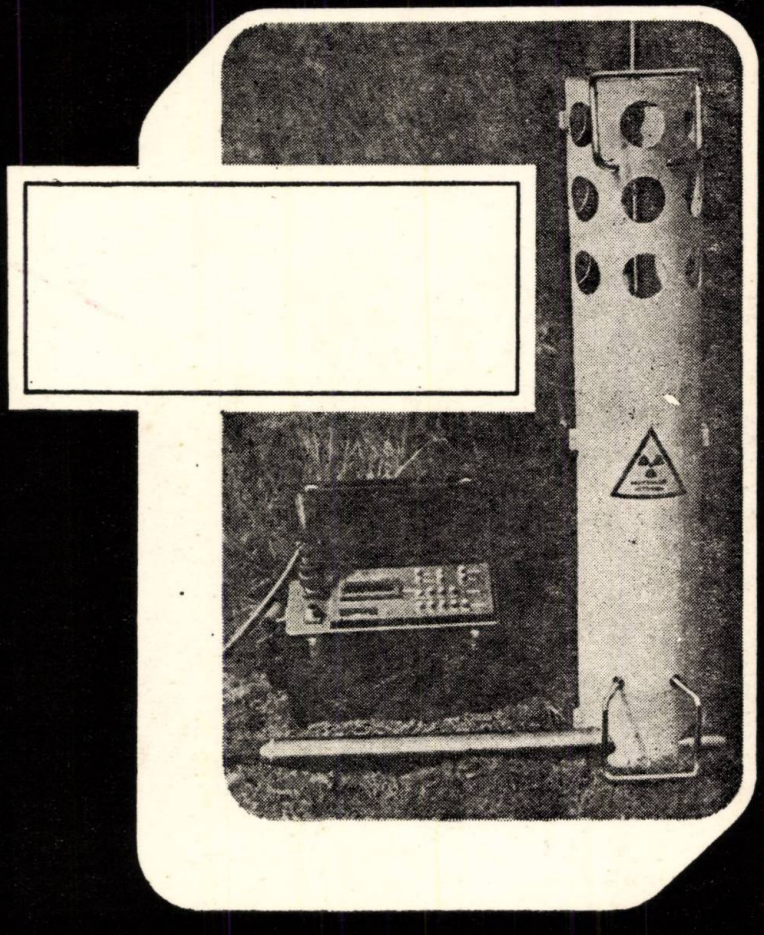
Techsnabexport
USSR MOSCOW

32/34 Bd. Smolenskaya—Sennaya ; 121200
Moscova, U.R.S.S. ; Telefon : 244—32—85;
Telex : 411328 TSE SU

PUBLICOM

Dozator de umiditate volumică radio-izotopic VPGR-1

destinat măsurării umidităţii volumice în sol atît în straturile superficiale, cît şi la mare adîncime (pînă la 30 m).



Caracteristici tehnice principale

Plaja de măsură a umidităţii volumice, în %:	
măsurări în adîncime	1 la 100
masurări în straturile superficiale	1 la 50
Erori cvadratice medii, în % ..	±1,5
Timpul unei singure măsuri, min,	max 2
Tensiunea de alimentare, V	12—14
Plaja temperaturii de lucru, °C	—10 la +40
Masa dozatorului de umlditate (în funcţie de lungimea cablului), kg	14 sau 18

Domenii de utilizare: ameliorarea solului, construcţia de lucrări hidraulice, construcţii industriale, lucrări publice, geniu civil, control tehnic geologic.

Furnizor-constructor:
V/O IZOTOP
3a, 1 str. Frounzenskaya
119146 Moscova, URSS,
Telefon: 242-00-80
Telex: 111436 Argon

Exportator:

Techsnabexport
USSR MOSCOW

32/34 Bd. Smolenskaya Sennaya
121200 Moscova, URSS
Telefon: 244-32-85
Telex: 411328 TSE SU

PUBLICOM

1983 NOV 17

E 2040/1

Elektrotech.

REFERATIVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 31 • Nr. 5 • IULIE 1983

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 31 Nr. 5 iulie 1983

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 628.94 : 628.93.001.24

CORP DE ILUMINAT
MULTIPLICATORI ZONALI

Dinculescu, P. : **Aspecte privind caracterizarea fotometrică a corpurilor de iluminat.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 5, iulie 1983, p. 157

Pe baza asimilării corpurilor de iluminat cu surse punctiforme simetrice, caracterizate printr-o curbă fotometrică medie, se demonstrează modul de introducere şi relaţiile de calcul pentru noile caracteristici fotometrice — fluxurile zonale caracteristice, indicatorii zonali de distribuţie a fluxului luminos şi raportul direct. Se prezintă, de asemenea, determinarea şi expresiile de calcul ale multiplicatorilor geometrici corespunzători unei surse de lumină şi unei instalaţii de iluminat.

CZ 621.3.012.8 : 621.316.11.001.24

CIRCUITE ELECTRICE CU SURSE COMANDATE
MĂRIMI CONJUGATE

Preda, M., Spinei, F., Nicoară, N. : **Utilizarea mărimilor conjugate la analiza circuitelor electrice cu surse comandate şi la generalizarea teoremelor lui Thévenin şi Norton.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 5, iulie 1983, p. 163

Pe baza conceptului de plurimultipol, utilizînd mărimi conjugate pentru bornele de interconectare, se generalizează teoremele lui Thévenin şi Norton. Se prezintă, pe această bază, o metodă de analiză a circuitelor electrice cu surse comandate.

CZ 621.313.333

MOTOR ASINCRON LINIAR
UTILAJE CU ACŢIUNE PRIN ŞOCURI
SECUNDAR TIP COLIVIE

Peşteanu, O., Ţaţa, M. : **Consideraţii asupra acţionării ciocanelor şi preselor cu motoare asincrone liniare.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 5, iulie 1983, p. 167

Lucrarea cuprinde principalele rezultate obţinute în domeniul acţionării ciocanelor şi preselor cu motoare asincrone liniare de tip cilindric cu indus-placă sau secundar tip colivie

CZ 658.562 : 621.004.64

REŢELE ELECTRICE
FIABILITATE

Cruceru, C. : **Instalaţie şi metodă pentru determinarea fiabilităţii reţelelor electrice în cablu de 10–110 kV.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 5, iulie 1983, p. 173

Lucrarea prezintă un algoritm de calcul al fiabilităţii reţelelor electrice de 10...110 kV. Determinarea algoritmului de calcul are în vedere rata de defectare a cablurilor şi aparatelor electrice care intră în compunerea reţelei şi permite, de asemenea, estimarea disponibilităţii reţelelor electrice. Se prezintă date privind instalaţia realizată pentru verificarea ipotezelor teoretice.

CZ 621.313.333.025

MOTOR ASINCRON MONOFAZAT
CONDENSATOR DE PORNIRE
MODELARE NUMERICĂ

Madescu, Gh. : **Proiectarea înfăşurării de pornire la motorul asincron monofazat.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 5, iulie 1983, p. 177

În lucrare se prezintă o metodă de proiectare pe calculator a înfăşurării de pornire a unui motor de inducţie monofazat. Algoritmul propus permite optimizarea economică a motorului asincron monofazat cu înfăşurare şi condensator de pornire. S-au efectuat verificări experimentale prin măsurători pe un model real.

CZ 621.3.012.8 : 535.89

CIRCUITE REZISTIVE NELINIARE
SURSE COMANDATE
ANALIZA HIBRIDĂ

Iordache, M., Georgescu, M., Voicu, N. : **Algoritm de analiză a circuitelor electrice rezistive neliniare complexe.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 5, iulie 1983, p. 184

Lucrarea prezintă un algoritm şi un program de analiză hibridă a circuitelor electrice rezistive complexe neliniare în care caracteristicile rezistoarelor neliniare sînt aproximate prin segmente de dreaptă. Forma hibridă a ecuaţiilor circuitelor neliniare rezistive permite utilizarea oricărui algoritm de rezolvare a lor. În lucrare se utilizează algoritmul Newton-Raphson. Dialogul utilizator-calculator este simplu, natural astfel încît programul propus poate fi folosit cu succes şi de cei neiniţiaţi în analiza circuitelor electrice.

CZ 621.313.32

MAŞINĂ SINCRONĂ
UNITĂŢI RELATIVE
SCHEME ECHIVALENTE

Galan, N. : **Consideraţii cu privire la schemele echivalente ale maşinii sincrone.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 5, iulie 1983, p. 192

În lucrare este corelată scrierea ecuaţiilor maşinii sincrone în unităţi relative cu construirea schemelor echivalente în cele două axe. Se construieşte schema echivalentă exactă pentru o maşină sincronă cu două înfăşurări de amortizare în fiecare din cele două axe.

NOTĂ

MANIFESTĂRI TEHNICO-ŞTIINŢIFICE

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 628.94 : 628.93.001.24

СВЕТИЛЬНИК
ЗОНАЛЬНЫЙ УМНОЖИТЕЛЬ

Динкулеску, П.: **О фотометрической характеризации светильников.**

E.E.A. – Electrotehnica 31,, nr. 5, июль 1983, стр. 157

На основе ассимиляции светильников с симметричными точечными источниками, охарактеризованными через среднюю фотометрическую кривую, демонстрируется способ ввода и отношение расчёта новых фотометрических характеристик — характеристических зональных потоков, зональных индикаторов, распределения светового потока и прямой зависимости. Вместе с этим представлены определения и расчётные выражения геометрических умножителей, соответствующих одному источнику света и одной осветительной установки.

УДК 621.3.012.8 : 621.316.11.001.24

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ С УПРАВЛЯЕМЫМИ ИСТОЧНИКАМИ
СОПРЯЖЕННЫЕ ВЕЛИЧИНЫ

Преда, М., Спиней, Ф., Никоарэ, Н.: **Использование сопряженных величин при анализе электрических цепей с управляемыми источниками и при обобщении теорем Тевенина и Нортона.**

E.E.A. – Electrotehnica 31,, nr. 5, июль 1983, стр. 163

На основе понятия плюримультиполя, с применением сопряженных величин для зажимов взаимосвязи, обобщаются теоремы Тевенина и Нортона. На этой основе представляется и метод анализа электрических цепей с управляемыми источниками.

УДК 621.313.333

ЛИНЕЙНЫЙ АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
ОБОРУДОВАНИЕ С УДАРНЫМ ДЕЙСТВИЕМ
ВТОРИЧНАЯ ЦЕПЬ ТИПА КЛЕТКИ

Пештяну, О., Цаца, М.: **Приведение в действие молотов и прессов линейными асинхронными двигателями.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 5, июль 1983, стр. 167

Работа включает основные результаты, полученные в области привода молотов и прессов линейными асинхронными двигателями цилиндрического типа с пластинчатым якорем или вторичной цепью типа клетки.

УДК 658.562 : 621.004.64

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ
НАДЁЖНОСТЬ

Кручеру, С.: **Оборудование и метод для определения надёжности электрических кабельных сетей 10 – 110 кВ.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 5, июль 1983, стр. 173

Работа представляет алгорифм расчёта надёжности электрических цепей 10 ... 110 кВ. Определение алгорифма расчёта имеет в виду относительную частость отказов кабелей и электроаппаратуры, состовляющих электрические цепи и позволяет также определить ресурсы электрической цепи. Представляются данные относительно устройства,, созданного для проверки теоретических гипотез.

УДК 621.313.333.025

ОДНОФАЗНЫЙ АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
ПУСКОВОЙ КОНДЕНСАТОР
ЧИСЛОВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Мадеску, Г.: **Проектирование пусковой обмотки однофазного асинхронного двигателя.**

E.E.A. – Electrotehnica 31,. nr 3, июль 1983, стр. 177

В работе представлен метод проектирования с помощью ЭВМ пусковой обмотки однофазного индукционного двигателя. Предлагаемый алгорифм позволяет экономическую оптимизацию однофазного асинхронного двигателя с пусковой обмоткой и пусковым конденсатором. Была проведена экспериментальная проверка посредством измерений на реальной модели.

УДК 621.3.012.8 : 535.89

НЕЛИНЕЙНЫЕ РЕЗИСТИВНЫЕ ЦЕПИ
УПРАВЛЯЕМЫЕ ИСТОЧНИКИ
ГИБРИДНЫЙ АНАЛИЗ

Иордаке, М., Джеоржеску, М., Войку, Н.: **Алгорифм анализа комплексных нелинейных резистивных электрических цепей.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 5, июль 1983, стр. 184

В работе представлен алгорифм и программа гибридного анализа комплексных нелинейных резистивных электрических цепей, в которых характеристики нелинейных резисторов приближены через отрезки прямой. Гибридная форма уравнений нелинейных резистивных цепей позволяет использование любого алгорифма их решения. В работе применяется алгорифм Ньютона — Рафсона. Диалог между потребителем и ЭВМ прост и естественен, так что может быть успешно использован и лицами, неспециализированными в анализе электрических цепей.

УДК 621.313.32

СИНХРОННАЯ МАШИНА
ОТНОСИТЕЛЬНЫЕ ЕДИНИЦЫ
ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ

Галан, Н.: **Относительно эквивалентных схем синхронных машин.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 5, июль 1983, стр. 192

В работе представляется соотношение между написанием уравнений синхронной машины в относительных единицах и построением эквивалентных схем на двух осях. Строится точная эквивалентная схема для синхронной машины с двумя демпферными обмотками на каждой из двух осей.

ПРИМЕЧАНИЕ

НАУЧНО – ТЕХНИЧЕСКИЕ МЕРОПРИЯТИЯ

I N H A L T

DK 628.94 : 628.93.001.24

BELEUCHTUNGSKÖRPER
ZONENVERNIELFACHER

Dinculescu, P.: **Gesichtspunkte mit Bezug auf die photometrische Charakterisierung der Beleuchtungskörper.**

E.E.A. – Electrotehnica 31,, Nr. 5, Juli 1983, S. 157

Auf Grund der Assimilation der Beleuchtungskörper mit symmetrischen Punktquelle, gekennzeichnet durch eine photometrische Durchschnittskurve, legt man die Einführungsart und die Berechnungsverhältnisse für die neuen photometrischen Kennzeichen – charakteristische Zonenflüsse, Verteilungszonenanzeiger des Lichtstromes und unmittelbares Verhältnis, dar. Zugleich stellt man die Ermittlung und Rechenausdrücke der peometrischen Vervielfacher entsprechend einer Lichtquelle und einer Beleuchtungsanlage, dar.

DK 621.3.012.8 : 621.316.11.001.24

STROMKREISE MIT GESTEUERTEN QUELLEN
KONJUGIERTE GRÖSSEN

Preda, M., Spinei, F., Nicoară, N.: **Die Verwendung zusammengehöriger Grössen zur Analyse von elektrischen Stromkreisen mit regelbasen Quellen unter Verallgemeinerung der Theoreme von Thevenin und Norton.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, Nr. 5, Juli 1983, S. 163

Auf der Grundlage der Mehrpolanalyse, mit Hilfe der die Verbindungsanschlüsse des Systems charakterisierenden elektrischen Grössen, werden die Theoreme von Thevenin und Norton verallgemeinert. Es wird eine Methode de Analyse elektrische Stromkreise mit regelbares Quellen gezeigt.

DK 621.313.333

LINEARER ASYNCHRONMOTOR
AUSRÜSTUNG MIT STOSSWIRKUNG
KÄFIG – SEKUNDÄR

Peşteanu, O., Ţaţa, M. : **Erwägungen über Hammer- und Pressenwirkung mit linearen Asynchronmotoren.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, Nr. 5, Juli 1983, S. 167

Das Werk enthält die wichtigsten Ergebnisse aus dem Gebiet der Hammer- und Pressenwirkung mit linearen Asynchronmotoren.

DK 658.562 : 621.004.64

STROMNETZE
BETRIEBSSICHERHEIT

Cruceru, C. : **Anlage und Verahren zur Ermittlung der Betriebssicherheit der Stromnetze im Kabel von 10 – 110 kV.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, Nr. 5, Juli 1983, S. 173

Dies Werk stellt einen Algorithmus zur Berechung der Betriebssicherheit des Stromnetzes von 10...110 kV dar. Die Ermitlung des Rechenalgorithmus beachtet die Schadenrate der Kabel und elektrischer Geräte die im Netz begriffen sind und gestattet zugleich die Disponibilität der Stromkreise zu schätzen. Zur Prüfung der theoretischen Voraussetzungen werden Daten bezüglich der duchgeführten Anlage dargestellt.

DK 621.313.333.025

EINPHASIGER ASYNCHRONMOTOR
ANLASSKONDENSATOR
NUMERISCHE FORMUNG

Madescu, Gh. : **Projektierung der Anlasswicklung beim einphasigen Asynchronmotor.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, Nr. 5, Juli 1983, S. 177

Das Hauptproblem dieser Arbeit ist ein Verfahren zur Projektierung auf dem Rechner der Anlasswicklung beim einphasigen Induktionsmotor. Der vorgeschlagene Algorithmus gestattet eine wirtschaftliche Optimisierung des einphasigen Asynchronmotors mit Anlasswicklung und Anlasskondensator. Dazu wurden mit Messern experimentelle Prüfungen eines tatsächlichen Modells durchgeführt.

DK 621.3.012.8 : 535.89

NICHTLINEARE WIDERSTANDSSCHALTUNGEN
GESTEURTE QUELLEN
HYBRIDANALYSE

Iordache, M., Georgescu, M., Voicu, N. : **Analysenalgorithmus der nichtlinearen komplexen Widerstandsstromkreise.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, Nr. 5, Juli 1983, S. 184

Das Ziel dieser Arbeit ist die Darstellung eines Algorithmus und eines Programmes für die Hybridenanlyse der komplexen nichtlinearen Widersstandsstromkreise in dem die Kennzeichen der nichtlinearen Widerstände durch Geradensegmente annähernd bestimmt sind. Die Hybridform der Gleichungen von nichtlinearen Widerstandsschaltungen gestattet zwecks deren Lösung den Gebrauch jedwelches Algorithmus. Hier findet der Algorithmus Newton-RaphsonAnwendung. Das Verhältnis Anwender-Rechner ist schlicht, natürlich derart, dass das vorgeschlagene Program erfolgreich auch von den Nichtkennern in der Stromkreisanalyse gebraucht werden kann.

DK 621.313.32

ASYNCHRONMASCHINE
RELATIVE EINHEITEN
ERSATZSCHALTBILD

Galan, N. : **Erwägungen mit Bezug auf die Ersatzschaltbilder der Asynchronmaschine.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, Nr. 5, Juli 1983, S. 192

Das vorhandene Werk korreliert das Schreiben der Gleichungen der Asynchronmaschine in relativen Einheiten mit der Ausführung der Ersatzschaltbilder in den zwei Achsen. Es wird ein genaues Ersatzschaltbild für eine Asynchronmaschine mit zwei Bedempfungswicklungen in jede der zwei Achsen, erbaut.

NOTE

TECHNISCHE – WISSENSCHAFTLICHE VERANSTALTUNG

SUMMARY

DC 628.94 : 628.93.001.24

LIGHTING UNIT
ZONE MULTIPLIERS

Dinculescu, P. : **Aspects regarding photometric characterization of lighting units.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, no. 5, july 1983, p. 157

On the basis of the assimilation of illuminators with symmetrical point-shaped sources, characterized by an average photometric curve, it is demonstrated the implementation model and the calculation relations for the new photometric characteristics-specific local flows, local distribution indicators of luminous beam and the direct relation. Also, the determination and manier of computation of the geometric multipliers corresponding to a light source and to a lighting fitting are presented.

DC 621.3.312.8 : 621.316.11.001.24

CONTROLLED SOURCE ELECTRIC CIRCUITS
CONJUGATED PARAMETERS

Preda, M., Spinei, F., Nicoară, N. : **Using of the conjugated variables to the analysis of the electrical networks with controlled sources and to the generalization of the Thévenin and Norton theorems.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, no. 5, july 1983, p. 163

Based on the multipolyterminal concept and using the conjugated variables for the interconnection terminals, the Thévenin and Norton Theorems are generalized. On this basis, the paper presents an analysis method for the electrical networks with controlled sources.

DC 621.313.333

LINEAR ASYNCHRONOUS MOTOR
SHOCK DRIVE DEVICES
SECONDARY TYPE CAGE

Peşteanu, O., Ţaţa, M. : **Considerations an hammer and press drive by linear asynchronous motors.**

E.E.A. – Electrotehnica 31,, no. 5, july 1983, p. 167

The paper includes the main results obtained in the field of hammer and press drive by linear asynchronous motors of the plate-induced cylindric or secondary cage-type.

DC 658.562 : 621.004.64

ELECTRIC NETWORKS
RELIABILITY

Cruceru, C. : **Equipment and method for determining of the electric network reliability in cables of 10 – 110 kV.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, no. 5, july 1983, p. 173

The paper presents an algorithm for computing the reliability of an electric network of 10...110 kV. The determination of the algorithm takes into account the failure rate for cables and electric apparata which are included within the network and also provides an estimation of the electric network availability. Data regarding the equipment made for the cheching of the theoretical hypotheses are presented.

DC 621.313.333.025

SINGLE PHASE ASYNCHRONOUS MOTOR
STARTING CAPACITOR
NUMERIC MODELLING

Madescu, Gh. : **Design of the starting winding within the singlephase asynchronous motor.**

E.E.A. – **Electrotehnica 31,** no. 5, july 1983, p. 177

The paper presents a computer-aided method of design for a starting winding of single-phase asynchronous motor. The suggested algorithm provides an economic optimization of the single-phase asynchronous motor having a starting winding and capacitor. Experimental ckeck by measurements on a real model are reported.

DC 621.3.012.8 : 535.89

NON-LINEAR RESISTIVE CIRCUITS
HYBRID ANALYSIS

Iordache, M., Georgescu M., Voicu, N. : **Analysis algorithm for complex electric non-linear resistive circuits.**

E.E.A. – **Electrotehnica 31,** no. 5, july 1983, p. 184

The paper presents an algorithm and a hybrid working program for complex electric non-linear resistive circuits where the characteristics of the non-linear resistors are approximated by segments of a line. The hybrid type of the equations of the non-linear resistive circuits allows the use of any algorithm for their solution. The Newton-Raphson algorithm is used in this paper. The dialogue user-computer is simple, natural, so that the suggested program could be successfully approached even by those who are not initiated in the analysis of electric circuits.

DC 621.313.32

SYNCHRONOUS MACHINE
RELATIVE UNITS
EQUIVALENT SCHEMES

Galan, N. : **Considerations on the equivalent schemes of the synchronous machine.**

E.E.A. – **Electrotehnica 31,** no. 5, july 1983, p. 192

The paper focuses on the correlation between the writing synchronous machine equations in relative units and the equivalent scheme structuring on the two axes. The correct equivalent schema is built for a synchronous machine having two damping windings on both axes.

SOMMAIRE

CD 628.94 : 628.93.001.24

LUMINAIRE
MULTIPLICATEURS DE ZONE

Dinculescu, P. : **Aspects relatifs à la caractérisation photométrique des luminaires.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 31, nr. 5, juillet 1983, p. 157

A partir de l'assimilation des luminaires aux sources ponctiformes symétriques, caractérisées par une courbe photométrique moyenne, on démontre le mode d'introduction et les relations de calcul pour les caractéristiques photométriques nouvelles-flux de zone caractéristiques, indicateurs de zone de distribution du flux lumineux et rapport direct. On y présente également dla determination et les expressions de calcul des multiplicateurs géométriques correspondants à une source de lumiere et à une installation d'éclairage.

CD 621.3.012.8 : 621.316.11.001.24

CIRCUITS ÉLECTRIQUES À SOURCES COMMANDÉES
GRANDEURS CONJUGUÉES

Preda, M., Spinei, F., Nicoară, N. : **Utilisation des grandeurs conjuguées à l'analyse des circuits électriques avec des sources commandées et à la généralisation des théorèmes de Thévenin et de Norton.**

E.E.A. – **Electrotehnica 21,** nr. 5, juillet 1983, p. 163

On généralise les théorèmes des Thévenin et Norton sur la base du concept de plurimultipôle, en utilisant des grandeurs conjuguées pour les bornes d'interconnection.

Une méthode d'analyse des circuits électriques avec des sources commandées est établie sur cette base.

CD 621.313.333

MOTEUR ASYNCHRONE LINÉAIRE
OUTILLAGES À ACTION PAR CHOCS
SECONDAIRE TYPE CAGE

Peşteanu, O., Ţaţa, M. : **Considérations sur l'entraînement des marteaux et des presses par moteurs asynchrones linéaires.**

E.E.A. – **Electrotehnica 31,** nr. 5, juillet 1983, p. 167

Cet ouvrage présente les principaux résultats obtenus dans le domaine de l'entraînement des marteaux et des presses par de moteurs asynchrones linéaires de type cylindrique, à induit plaque ou secondaire type cage.

CD 658.562 : 621.004.64

RÉSEAUX ÉLECTRIQUES
FIABILITÉ

Cruceru, C. : **Installation et méthode pour déterminer la fiabilité des réseaux électriques à cable de 10—110 kV.**

E.E.A. – **Electrotehnica 31,** nr. 5, juillet 1983, p. 173

Cet ouvrage décrit un algorithme de calcul de la fiabilité des réseaux électriques de 10...110 kV. La détermination de l'algorithme de calcul tient compte du taux de défaillance des cables et des appareils électriques que comporte le réseau et permet, à la fois, l'estimation de la disponibilité des réseaux électriques. On y a présente des données se rapportant à l'installation mise en oeuvre pour vérifier les hypothèses théoriques.

CD 621.313.333.025

MOTEUR ASYNCHRONE MONOPHASÉ
CONDENSATEUR DE DÉMARRAGE
MODÉLISATION DIGITALE

Madescu, Gh : **Conception de l'enroulement de démarrage du moteur asynchrone monophasé.**

E.E.A. – **Electrotehnica 31,** no. 5, juillet 1983, p. 177

Cet ouvrage se réfère à une nouvelle méthode de conception assistée par ordinateur pour l'enroulement de démarage d'un moteur d'induction monophasé. L'algorithme décrit permet d'optimisation économique du moteur asynchrone monophasé à enrouelement et condensateur de démarrage. On a effectué des vérifications expérimentales par mesurages sur un modèle réel.

CD 621.3.012.8 : 535.89

CIRCUITS RÉSISTIFS NON-LINÉAIRES
SOURCES COMMANDÉES
ANALYSE HYBRIDE

Iordache, M., Georgescu, M., Voicu, N. : **Algorithme d'analyse des circuits électriques résistifs non-linéaires complexes.**

E.E.A. – **Electrotehnica 31,** no. 5, juillet 1983, p. 184

Cet ouvrage se rapporte à une algorithme et à un programme d'analyse hybride des circuits électriques résistifs complexes non-linéaires dont les caractéristiques des résistors non-linéaires sont approximées par des segments. La forme hybride des équations des circuits non-lineaires résistifs permet l'utilisation de n'importe quel algorithme pour les résoudre. On y emploie l'algorithme Newton-Raphson. Le dialogue usager-ordinateur est simple, naturel, de sorte que le programme mentionné peut-etre appliqué à sueces également par les non-inités à l'analyse des circuits électriques.

CD 621.313.32

MACHINE SYNCHRONE
UNITÉS RELATIVES
SCHÉMAS ÉQUIVALENTS

Galan, N. : **Considérations sur les schémas équivalents de la machine synchrone.**

E.E.A. – **Electrotehnica 31,** no. 5, juillet 1983, p. 192

Dans cet ouvrage on corrèle l'écriture des équations de la machine synchrone en unités relatives à la réalisation des schémas équivalents sur deux axes. On y met en oeuvre le schéma équivalent exact pour une machine synchrone à deux enroulements d'amortissement sur chacune des deux axes.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAŞINI UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ŞI ELECTRONICĂ

Electrotehnica nr. 5

CZ 628.94 : 628.93.001.24

CORP DE ILUMINAT
INDICATORI ZONALI
MULTIPLICATORI GEOMETRICI

Aspecte privind caracterizarea fotometrică a corpurilor de iluminat

PAUL DINCULESCU* — Bucureşti

Proiectarea oricărei instalaţii de iluminat presupune cunoaşterea caracteristicilor fotometrice ale corpurilor de iluminat utilizate. Diferitele metode şi variante de calcul existente actualmente, aplicate în diferite ţări şi de către diverşi proiectanţi, solicită diverse asemenea caracteristici.

Caracteristica fotometrică de bază a oricărui corp de iluminat, din care se pot deduce practic toate celelalte caracteristici, o constituie curbele fotometrice. Pentru a elibera proiectanţii de sarcina unor calcule suplimentare, în vederea obţinerii caracteristicilor necesare metodei de calcul folosite, este util ca acestea să fie furnizate de către producătorul de corpuri de iluminat.

Odată cu răspindirea noilor metodologii de calcul al instalaţiilor de iluminat interior [1, 2, 3], se impune includerea noilor caracteristici fotometrice în catalogul de corpuri de iluminat; în acest scop, este necesară cunoaşterea bazelor teoretice ale introducerii lor.

În cele ce urmează se prezintă principiile fundamentale pentru introducerea fluxurilor zonale caracteristice şi a indicatorilor de distribuţie spaţială a fluxului luminos al corpurilor de iluminat, precum şi a raportului direct al unei instalaţii de iluminat realizată cu un anumit tip de corp de iluminat.

1. Dimensiunile şi simetria corpurilor de iluminat. Curbele fotometrice caracteristice

Exceptînd panourile luminoase de dimensiuni mari, caracterizate prin distribuţia luminanţei pe suprafaţa lor (de regulă, $L = \text{const}$, suprafeţele fiind perfect difuzante), pentru corpurile de iluminat se poate defini un *centru luminos* — un punct convenţional în interiorul corpului, în raport cu care se stabileşte distribuţia fluxului luminos în spaţiu. Centrul luminos coincide cu punctul în care se consideră concentrată sursa de lumină „punctiformă" (de dimensiuni suficient de mici faţă de distanţa la care se analizează acţiunea sa) sau cu punctul median al unei surse „liniare" (a cărei lungime este comparabilă cu distanţa de la care este observată).

O dreaptă convenţională care trece prin centrul luminos şi care, de regulă, este o verticală poate fi adoptată drept axă de referinţă şi denumită *axă optică*.

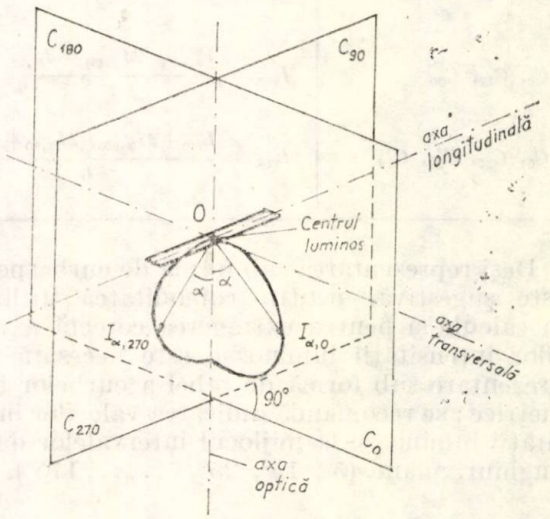


Fig. 1

În figura 1 este reprezentată o sursă de lumină liniară AB al cărui centru luminos O poate fi considerat o sursă punctiformă. Pentru ambele surse, se definesc aşa-numitele *plane* (*semi-*

* Conf. dr. ing. *Dinculescu P.* — Facultatea de electrotehnică a Institutului politehnic — Bucureşti.

plane) C_β, notate după unghiul β format cu un plan de referință, a căror dreaptă de intersecție este axa optică.

În cazul general, distribuția spațială a fluxului luminos al corpului de iluminat este caracterizată prin mai multe curbe fotometrice $I = f(\alpha)$, trasate în diferite plane C_β (la $\beta = \text{const}$).

Marea majoritate a corpurilor de iluminat uzuale prezintă anumite simetrii încadrîndu-se fie în categoria surselor punctiforme cu simetrie axială (axa optică este axă de simetrie), caracterizate printr-o singură curbă fotometrică, trasată într-un plan C, fie în categoria surselor liniare care prezintă două plane de simetrie (planul longitudinal principal $C_{90} - C_{270}$ și planul transversal principal $C_0 - C_{180}$) și care pot fi caracterizate prin două curbe fotometrice trasate în semiplanele C_0 și C_{90}.

Pentru instalațiile de iluminat uzuale, se admite, cu rezultate acceptabile din punct de vedere practic (în cazul surselor liniare, eroarea este admisibilă dacă lungimea sursei nu depășește 60% din distanța la care se calculează iluminarea), că sursele de lumină se pot considera drept surse punctiforme simetrice caracterizate printr-o curbă fotometrică medie $I_{m\alpha} = f(\alpha)$, obținută mediind valorile din curbele fotometrice trasate în planele C (tab. 1).

Tabelul 1

Planele în care sînt trasate curbele fotometrice	Intensitatea luminoasă medie
C_0, C_{90}	$I_{m\alpha} = \frac{I_{\alpha;0} + I_{\alpha;90}}{2}$
C_0, C_{45}, C_{90}	$I_{m\alpha} = \frac{I_{\alpha,0} + 2I_{\alpha;45} + I_{\alpha;90}}{4}$
C_0, C_{30}, C_{60}, C_{90}	$I_{m\alpha} = \frac{I_{\alpha,0} + 2I_{\alpha,30} + 2I_{\alpha,60} + I_{\alpha,90}}{6}$

Deși reprezentarea sub formă de curbe polare este sugestivă, pentru comoditatea utilizării în calcule și pentru extragerea corectă a valorilor intensității luminoase este necesară și o prezentare sub formă de tabel a curbelor fotometrice; se recomandă indicarea valorilor intensității luminoase la mijlocul intervalelor de 10° unghiuri plane (5°, 15°, 25°, ..., 175°).

2. Fluxurile zonale caracteristice ale unui corp de iluminat

Curbele fotometrice ale unui corp de iluminat nu dau direct o imagine concretă a distribuției fluxului luminos în diferite zone din spațiu și nu permit o comparare cantitativă directă, din acest punct de vedere, a diferitelor corpuri de iluminat.

În ipoteza asimilării corpurilor de iluminat cu surse punctiforme simetrice, distribuția spațială a fluxului luminos se stabilește cu ușurință în funcție de unghiurile solide în care este emis. Pe baza curbelor fotometrice, se determină curba zonală de distribuție a fluxului luminos emis în diferite zone spațiale, corespunzătoare unghiurilor plane 0°—180°. Curba zonală se poate trasa în funcție de unghiurile solide Ω, definite de unghiurile plane respective $\Phi_z = f(\Omega)$.

Curba $\Phi_z(\Omega)$ în emisfera inferioară (semispațiul inferior) poate fi trasată (fig. 2) în funcție de mărimea normată:

$$u = \frac{\Omega}{2\pi} = 1 - \cos\alpha, \qquad (1)$$

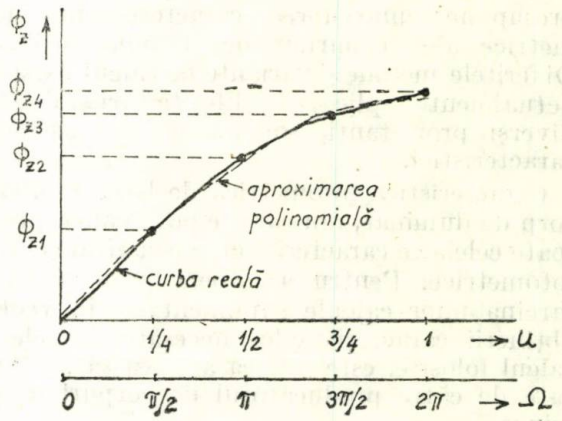


Fig. 2

obținută prin raportarea unghiului solid Ω al unei zone conice (în jurul axei optice) la unghiul solid total al semispațiului inferior (2π).

Funcția $\Phi_z(u)$ se poate aproxima cu un polinom de gradul 4 [4]:

$$\Phi_z = p_1 u + p_2 u^2 + p_3 u^3 + p_4 u^4. \qquad (2)$$

Coeficienții p au dimensiuni de flux luminos și se determină astfel încît valorile fluxului luminos al corpului de iluminat calculate cu relația (2) să coincidă cu valorile reale ale fluxului luminos emis în patru zone caracteristice. Zonele caracteristice adoptate sînt patru zone conice suprapuse, avînd drept axă comună axa optică, fiecărei zone corespunzîndu-i (tab. 2) un unghi plan α_i (fig. 3) și un flux luminos cumulat Φ_{zi} ($i = 1, 2, 3, 4$). Semispațiul superior este considerat ca a cincea zonă caracteristică pentru corpul de iluminat.

Scriind ecuaţia (2) succesiv pentru cele patru zone, rezultă :

$$\Phi_{z1} = \frac{1}{4}p_1 + \frac{1}{16}p_2 + \frac{1}{64}p_3 + \frac{1}{256}p_4,$$

$$\Phi_{z2} = \frac{1}{2}p_1 + \frac{1}{4}p_2 + \frac{1}{8}p_3 + \frac{1}{16}p_4, \qquad (3)$$

$$\Phi_{z3} = \frac{3}{4}p_1 + \frac{9}{16}p_2 + \frac{27}{64}p_3 + \frac{81}{256}p_4,$$

$$\Phi_{z4} = p_1 + p_2 + p_3 + p_4.$$

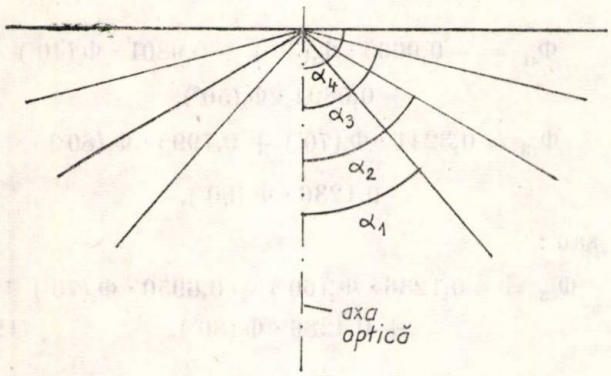


Fig. 3

Tabelul 2

Zona	Ω sr	u	α_i grade	Φ_{zi}
1	π/2	1/4	41,42	Φ_{z1}
2	π	1/2	60	Φ_{z2}
3	3π/2	3/4	75,52	Φ_{z3}
4	2π	1	90	$\Phi_{z4} = \Phi_{c\sigma}$
5	4π	—	180	$\Phi_{z5} = \Phi_c$

Sistemul (3) se scrie matriceal :

$$[\Phi_z] = [S] \cdot [p], \qquad (4)$$

cu :

$$[\Phi_z] = \begin{bmatrix} \Phi_{z1} \\ \Phi_{z2} \\ \Phi_{z3} \\ \Phi_{z4} \end{bmatrix}; \quad [S] = \begin{bmatrix} \frac{1}{4} & \frac{1}{16} & \frac{1}{64} & \frac{1}{256} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{4} & \frac{1}{8} & \frac{1}{16} \\ \frac{3}{4} & \frac{9}{16} & \frac{27}{64} & \frac{81}{256} \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix};$$

$$[p] = \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \\ p_3 \\ p_4 \end{bmatrix}. \qquad (5)$$

Soluţiile sistemului sînt :

$$[p] = [S]^{-1} \cdot [\Phi_z]. \qquad (6)$$

Din (2) şi (1) se obţine intensitatea luminoasă :

$$I = \frac{d\Phi_z}{d\Omega} = \frac{d\Phi_z}{du} \cdot \frac{du}{d\Omega} = \frac{1}{2\pi}\frac{d\Phi_z}{du} =$$

$$= \frac{1}{2\pi}[p_1 + 2p_2(1 - \cos\alpha) + 3p_3(1 - \cos\alpha)^2 +$$

$$+ 4p_4(1 - \cos\alpha)^3] = \frac{1}{2\pi}[(p_1 + 2p_2 + 3p_3 + 4p_4) -$$

$$- (2p_2 + 6p_3 + 12p_4)\cos\alpha +$$

$$+ (3p_3 + 12p_4)\cos^2\alpha - 4p_4\cos^3\alpha] =$$

$$= q_1 + q_2\cos\alpha + q_3\cos^2\alpha + q_4\cos^3\alpha,$$

cu :

$$q_1 = \frac{1}{2\pi}(p_1 + 2p_2 + 3p_3 + 4p_4),$$

$$q_2 = -\frac{1}{2\pi}(2p_2 + 6p_3 + 12\,p_4), \qquad (8)$$

$$q_3 = \frac{1}{2\pi}(3p_3 + 12p_4),$$

$$q_4 = -\frac{1}{2\pi} \cdot 4p_4.$$

Sistemul (8) se scrie matriceal :

$$[q] = [D] \cdot [p], \qquad (9)$$

unde :

$$[q] = \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \\ q_4 \end{bmatrix}; \quad [p] = \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \\ p_3 \\ p_4 \end{bmatrix};$$

$$[D] = \frac{1}{2\pi}\begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 & 4 \\ 0 & -2 & -6 & -12 \\ 0 & 0 & 3 & 12 \\ 0 & 0 & 0 & -4 \end{bmatrix}. \qquad (10)$$

Conform relaţiei (7), coeficienţii q au dimensiuni de intensitate luminoasă şi, deci, corpul de iluminat se poate considera ca fiind constituit din patru surse de lumină, avînd curbele fotometrice date de expresia :

$$I_m = q_{m+1}\cos^m\alpha\,(m = 0, 1, 2, 3). \qquad (11)$$

Coeficienţii q se obţin, în funcţie de fluxurile caracteristice, din (9) şi (6) :

$$[q] = [D] \cdot [S]^{-1} \cdot [\Phi_z]. \qquad (12)$$

Determinarea fluxurilor zonale caracteristice este posibilă prin utilizarea metodei unghiu-

rilor solide egale [5] sau a metodei unghiurilor plane egale. Pentru simplitatea extragerii valorilor intensității luminoase, se recomandă metoda unghiurilor plane egale, în care caz, la intervale de 10° unghiuri plane, rezultă pentru fiecare zonă k [6]:

$$\Phi_z(\alpha_k) = 1{,}095 \cdot I_{mk} \sin \alpha_k, \qquad (13)$$

intensitățile luminoase I_{mk}, extrăgîndu-se din curba fotometrică la unghiurile $\alpha_k = 5°$, 15°, 25°,.....,175° (ceea ce justifică alegerea acestor valori pentru indicarea intensităților luminoase în curbele fotometrice prezentate sub formă de tabel).

Pentru zonele caracteristice 2, 4 și 5 (tab. 2) care corespund unui multiplu de zone cu $\Delta\alpha = 10°$, rezultă:

$$\Phi_{z2} = \Phi_z(60°) = 1{,}095 \sum_{k=1}^{6} I_{mk} \sin \alpha_k;$$
$$(\alpha_k = 5°, 15°, \ldots, 55°),$$

$$\Phi_{z4} = \Phi_z(90°) = 1{,}095 \sum_{k=1}^{9} I_{mk} \sin \alpha_k;$$
$$(\alpha = 5°, 15°, \ldots 85°), \qquad (14)$$

$$\Phi_{z5} = \Phi_z(180°) = 1{,}095 \sum_{k=1}^{18} I_{mk} \sin \alpha_k;$$
$$(\alpha_k = 5°, 15°, \ldots, 175°).$$

În cazul zonelor caracteristice 1 și 3, se recurge la interpolare. Interpolarea se efectuează prin asimilarea curbei $\Phi_z(\alpha)$ cu un arc de parabolă care trece prin trei puncte de abscise α_1, α_2, α_3 (în jurul valorii α), folosind polinomul Newton de speța I cu diferențe finite la dreapta (primii trei termeni):

$$\Phi_z(\alpha) \approx \Phi_{z1} + \frac{\Delta\Phi_{z1}}{p}(\alpha - \alpha_1) +$$
$$+ \frac{\Delta^2\Phi_{z1}}{2p^2}(\alpha - \alpha_1)(\alpha - \alpha_2), \qquad (15)$$

în care:

$p = \Delta\alpha$ este pasul rețelei;

$\Phi_{z1} = \Phi_z(\alpha_1)$ — valoarea funcției pentru $\alpha = \alpha_1$;

$\Delta\Phi_{z1} = \Phi_z(\alpha_2) - \Phi_z(\alpha_1)$;

$$\Delta^2\Phi_{z1} = \Delta(\Delta\Phi_{z1}) = \Delta[\Phi_z(\alpha_2) - \Phi_z(\alpha_1)] =$$
$$= \Delta\Phi_z(\alpha_2) - \Delta\Phi_z(\alpha_1) = [\Phi_z(\alpha_3) - \qquad (16)$$
$$- \Phi_z(\alpha_2)] - [\Phi_z(\alpha_2) - \Phi_z(\alpha_1)] =$$
$$= \Phi_z(\alpha_3) - \Phi_z(\alpha_1) - 2[\Phi_z(\alpha_2) - \Phi_z(\alpha_1)].$$

După înlocuirea expresiilor (16) în (15) și efectuarea calculelor, se obține:

$$\Phi_z(\alpha) = a_1 \cdot \Phi_z(\alpha_1) + a_2 \cdot \Phi_z(\alpha_2) + a_3 \cdot \Phi_z(\alpha_3), \qquad (17)$$

unde:

$$a_1 = 1 - \frac{\alpha - \alpha_1}{p}\left(1 - \frac{\alpha - \alpha_2}{2p}\right),$$

$$a_2 = \frac{\alpha - \alpha_1}{p}\left(1 - \frac{\alpha - \alpha_2}{p}\right), \qquad (18)$$

$$a_3 = \frac{(\alpha - \alpha_1)(\alpha_2 - \alpha_1)}{2p^2}.$$

Valorile numerice necesare pentru interpolare și coeficienții polinomului de interpolare se găsesc în tabelul 3. Rezultă:

$$\Phi_{z1} = -0{,}0605 \cdot \Phi_z(30°) + 0{,}9801 \cdot \Phi_z(40°) +$$
$$+ 0{,}0804 \cdot \Phi_z(50°),$$
$$\Phi_{z3} = 0{,}3241 \cdot \Phi_z(70°) + 0{,}7995 \cdot \Phi_z(80°) -$$
$$- 0{,}1236 \cdot \Phi_z(90°),$$

sau:

$$\Phi_{z3} = -0{,}1236 \cdot \Phi_z(60°) + 0{,}6950 \cdot \Phi_z(70°) +$$
$$+ 0{,}4286 \cdot \Phi_z(80°). \qquad (19)$$

Tabelul 3

Fluxul zonal caracteristic	α	α_1 α_2 α_3	a_1	a_2	a_3
Φ_{z1}	$\approx 41{,}41°$	30° 40° 50°	−0,0605	0,9801	0,0804
Φ_{z3}	$\approx 75{,}52°$	70° 80° 90°	0,3241	0,7995	−0,1236
		60° 70° 80°	−0,1236	0,6950	0,4286

Determinarea fluxurilor zonale $\Phi_z(30°),\ldots,\Phi_z(90°)$ se face cu relații similare expresiilor (14).

3. Indicatorii zonali de distribuție a fluxului luminos

Pe baza fluxurilor zonale caracteristice introduse anterior, se definesc următorii indicatori care caracterizează distribuția spațială a fluxului luminos al unui corp de iluminat [2]:

$$N_1 = \frac{\Phi_{z1}}{\Phi_{z4}} = \frac{\Phi_{z1}}{\Phi_{c\text{-}\sigma}}; \quad N_2 = \frac{\Phi_{z2}}{\Phi_{z4}} = \frac{\Phi_{z2}}{\Phi_{c\text{-}\sigma}}; \quad N_3 =$$
$$= \frac{\Phi_{z3}}{\Phi_{z4}} = \frac{\Phi_{z3}}{\Phi_{c\text{-}\sigma}}; \qquad (20)$$

$$N_4 = \frac{\Phi_{z4}}{\Phi_{z5}} = \frac{\Phi_{c\text{-}\sigma}}{\Phi_c}; \quad N_5 = \frac{\Phi_{z5}}{\varphi_l} = \frac{\Phi_c}{\varphi_l}$$

În relațiile precedente, Φ_c este fluxul luminos total al corpului de iluminat, $\Phi_{c\,\upsilon}$ — fluxul luminos al corpului de iluminat în emisfera inferioară, φ_l — fluxul luminos al lămpilor din corpul de iluminat iar indicatorul N_5 coincide cu randamentul η_c al corpului de iluminat.

Uzual, indicatorii se prezintă în catalog sub formă procentuală (numai partea întreagă).

4. Raportul direct

Raportul direct R_d se definește pentru o instalație de iluminat cu o anumită amplasare a tipului de corp de iluminat folosit și reprezintă raportul dintre fluxul luminos Φ_u primit direct de planul util de la corpurile de iluminat și fluxul luminos Φ_υ al corpurilor de iluminat în emisfera inferioară [2]:

$$R_d = \frac{\Phi_u}{\Phi_\upsilon}. \tag{21}$$

Fluxul util direct Φ_u fiind suma fluxurilor luminoase trimise spre planul util de toate corpurile de iluminat din instalație, prezintă interes modul de determinare a fluxului luminos direct al unui corp de iluminat pe o suprafață dreptunghiulară.

Pentru început, se consideră cazul particular cînd corpul de iluminat avînd distribuția (7) este amplasat la înălțimea h deasupra unui vîrf al dreptunghiului $OABC$, de laturi a și b (fig. 4).

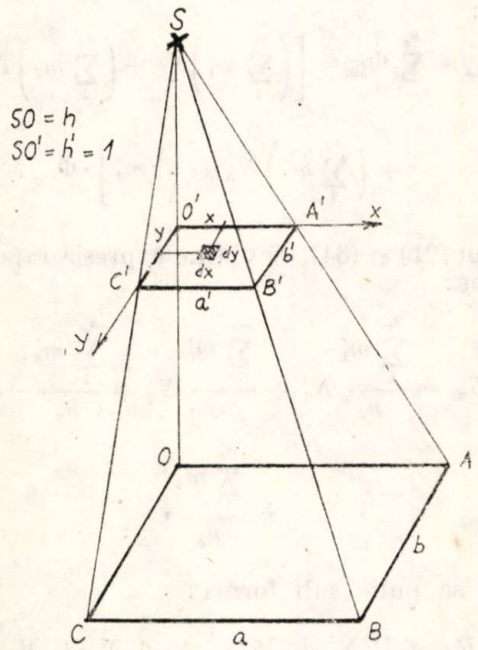


Fig. 4

Fluxul luminos Φ trimis pe suprafața orizontală $OABC$ de corpul de iluminat se obține ca suma fluxurilor trimise de cele patru surse fictive (11) din care este constituit corpul:

$$\Phi = \sum_{m=0}^{3} \Phi_m. \tag{22}$$

Din figura 4, se observă că fluxul luminos căutat este același cu fluxul luminos trimis pe suprafața $O'A'B'C'$, situată la distanța $SO' = h' = 1$ față de sursa S, astfel încît, pentru simplificarea relațiilor de calcul, se va determina fluxul luminos trimis pe dreptunghiul $O'A'B'C'$ de laturi $a' = a/h$ și $b' = b/h$ căruia i se atașează sistemul de axe $xO'y$.

Fluxul luminos trimis de una din sursele fictive pe o suprafață elementară în jurul punctului $M(x, y)$ rezultă din produsul între aria elementară $dx \cdot dy$ și iluminarea în punctul respectiv:

$$E_m = \frac{I_\alpha \cos^3 \alpha}{h'^2} = q_{m+1} \cos^m \alpha \cdot \cos^3 \alpha = q_{m+1} \cos^{m+3} \alpha.$$

Întrucît:

$$\cos \alpha = \frac{h'}{r} = \frac{1}{\sqrt{1 + x^2 + y^2}} = (1 + x^2 + y^2)^{-\frac{1}{2}},$$

se obține:

$$E_m = q_{m+1}(1 + x^2 + y^2)^{-\frac{m+3}{2}}, \tag{23}$$

iar fluxul luminos trimis pe dreptunghiul de laturi a' și b' este:

$$\Phi_m(a', b') = \Phi_m(a, b) = q_{m+1} \int_{x=0}^{a'} \int_{y=0}^{b'} (1 + x^2 + y^2)^{-\frac{m+3}{2}} \, dx \, dy. \tag{24}$$

Înlocuind succesiv $m = 0, 1, 2, 3$, rezultă:

$$\Phi_0(a, b) = q_1 \operatorname{arc\,tg} \frac{a'b'}{\sqrt{1 + a'^2 + b'^2}} = q_1 \cdot Y_1,$$

$$\Phi_1(a, b) = \frac{q_2}{2}\left[\frac{a'}{\sqrt{1 + a'^2}} \operatorname{arc\,tg} \frac{b'}{\sqrt{1 + a'^2}} + \frac{b'}{\sqrt{1 + b'^2}} \operatorname{arc\,tg} \frac{a'}{\sqrt{1 + b'^2}}\right] = q_2 \cdot Y_2, \tag{25}$$

$$\Phi_2(a, b) = \frac{q_3}{3}\left[Y_1 + \frac{2 + a'^2 + b'^2}{(1 + a'^2)(1 + b'^2)} \cdot \frac{a'b'}{\sqrt{1 + a'^2 + b'^2}}\right] = q_3 \cdot Y_3,$$

$$\Phi_3(a, b) = \frac{q_4}{4}\left[2Y_2 + \frac{a'}{2\sqrt{(1 + a'^2)^3}} \operatorname{arc\,tg} \frac{b'}{\sqrt{1 + a'^2}} + \frac{b'}{2\sqrt{(1 + b'^2)^3}} \operatorname{arc\,tg} \frac{a'}{\sqrt{1 + b'^2}} + \frac{2 + a'^2 + b'^2}{2(1 + a'^2)(1 + b'^2)} \cdot \frac{a'b'}{1 + a'^2 + b'^2}\right] = q_4 \cdot Y_4.$$

Din (22) și (25) rezultă:

$$\Phi = q_1 \cdot Y_1 + q_2 \cdot Y_2 + q_3 \cdot Y_3 + q_4 \cdot Y_4,$$

sau:

$$\Phi = [Y] \cdot [q], \tag{26}$$

unde:

$$[Y] = [Y_1\ Y_2\ Y_3\ Y_4], \tag{27}$$

expresiile Y_1, Y_2, Y_3, Y_4 depinzînd numai de dimensiunile dreptunghiului $O'A'B'C'$, deci de rapoartele a/h și b/h între laturile dreptunghiului $OABC$ și înălțimea la care se găsește corpul de iluminat.

Înlocuind (12) în (26), se obține:

$$\Phi = [Y] \cdot [D] \cdot [S]^{-1} [\Phi_z] = [m] \cdot [\Phi_z]. \tag{28}$$

Se observă că fluxul luminos depinde, pe de o parte, de caracteristicile fotometrice ale corpului de iluminat, respectiv de distribuția spațială a fluxului luminos în cele patru zone caracteristice din emisfera inferioară, exprimată prin matricea coloană $[\Phi_z]$ și, pe de altă parte, de așa numiții *multiplicatori geometrici*:

$$[m] = [Y] \cdot [D] \cdot [S]^{-1} = [m_1\ m_2\ m_3\ m_4], \tag{29}$$

care exprimă geometria instalației, putînd fi calculați și tabelați în funcție de rapoartele a/h și b/h independent de corpul de iluminat folosit.

Pe baza relațiilor (5) și (10), se calculează $[D] \cdot [S]^{-1}$, iar multiplicatorii geometrici sînt dați de expresiile:

$$\begin{aligned}
m_1 &= -0{,}849 \cdot Y_1 + 11{,}883 \cdot Y_2 - 35{,}651 \cdot Y_3 + \\
&\quad + 27{,}162 \cdot Y_4, \\
m_2 &= 1{,}910 \cdot Y_1 - 24{,}191 \cdot Y_2 + 61{,}115 \cdot Y_3 - \\
&\quad - 40{,}744 \cdot Y_4, \\
m_3 &= -2{,}546 \cdot Y_1 + 22{,}069 \cdot Y_2 - 45{,}837 \cdot Y_3 + \\
&\quad + 27{,}162 \cdot Y_4, \\
m_4 &= 1{,}326 \cdot Y_1 - 7{,}427 \cdot Y_2 + 12{,}732 \cdot Y_3 - \\
&\quad - 6{,}791 \cdot Y_4,
\end{aligned} \tag{30}$$

factorii Y_1, Y_2, Y_3, Y_4 rezultînd din (25).

Calculul fluxului luminos trimis direct de un corp de iluminat pe suprafața dreptunghiulară considerată se reduce, deci, la însumarea produselor dintre fluxurile zonale caracteristice și multiplicatorii geometrici:

$$\Phi = m_1\Phi_{z1} + m_2\Phi_{z2} + m_3\Phi_{z3} + m_4\Phi_{z4}. \tag{31}$$

În funcție de indicatorii de distribuție a fluxului luminos (20), rezultă:

$$\begin{aligned}
\Phi &= (m_1 N_1 + m_2 N_2 + m_3 N_3 + m_4)\Phi_{c\upsilon} = \\
&= (m_1 N_1 + m_2 N_2 + m_3 N_3 + m_4) N_4 N_5 \varphi_l.
\end{aligned} \tag{32}$$

Fluxul luminos trimis de un corp de iluminat pe planul util Φ_{ui} se obține prin însumarea fluxurilor trimise pe cele patru dreptunghiuri determinate de poziția corpului de iluminat (fig. 5), fiecare din acestea fiind calculat cu expresia (32):

$$\begin{aligned}
\Phi_{oui} &= \left[\left(\sum_{I}^{IV} m_1\right) N_1 + \left(\sum_{I}^{IV} m_2\right) N_2 + \right. \\
&\left. + \left(\sum_{I}^{IV} m_3\right) N_3 + \sum_{I}^{IV} m_4\right] \Phi_{c\upsilon} = (m_1' N_1 + m_2' N_2 + \\
&+ m_3' N_3 + m_4')\Phi_{c\upsilon}.
\end{aligned} \tag{33}$$

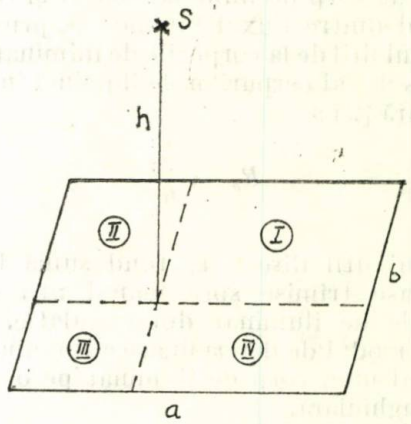


Fig. 5

Însumînd fluxurile directe corespunzătoare celor n_c corpuri de iluminat din instalație, rezultă fluxul direct total al instalației pe planul util:

$$\begin{aligned}
\Phi_{ou} &= \sum_{i=1}^{n_c} \Phi_{oui} = \left[\left(\sum_{1}^{n_c} m_1'\right) N_1 + \left(\sum_{1}^{n_c} m_2'\right) N_2 + \right. \\
&\left. + \left(\sum_{1}^{n_c} m_3'\right) N_3 + \sum_{1}^{n_c} m_4'\right] \cdot \Phi_{c\upsilon}.
\end{aligned} \tag{34}$$

Din (21) și (34), se obține expresia raportului direct:

$$\begin{aligned}
R_d &= \frac{\sum_{1}^{n_c} m_1'}{n_c} N_1 + \frac{\sum_{1}^{n_c} m_2'}{n_c} N_2 + \frac{\sum_{1}^{n_c} m_3'}{n_c} N_3 + \\
&\quad + \frac{\sum_{1}^{n_c} m_4'}{n_c},
\end{aligned} \tag{35}$$

care se pune sub forma:

$$R_d = M_1 N_1 + M_2 N_2 + M_3 N_3 + M_4, \tag{36}$$

în care M_1, M_2, M_3, M_4 reprezintă *multiplicatorii geometrici medii* ai instalației, care depind de modul de amplasare a corpurilor de iluminat din instalație.

Multiplicatorii geometrici medii se determină și pot fi tabelați în funcție de indicele instalației :

$$K = \frac{ab}{b(a+b)},$$

pentru o amplasare de referință a corpurilor de iluminat [2] care asigură o uniformitate acceptabilă a iluminării pe planul util ; aceasta se realizează dacă raportul distanței dintre corpurile de iluminat la înălțimea de montare față de planul util este în jur de 1.

Concluzii

Întrucît corpurile de iluminat uzuale pot fi tratate în calculele fotometrice drept surse punctiforme simetrice, acestea pot fi caracterizate, conform noilor normalizări interne și internaționale, prin indicatorii de distribuție a fluxului luminos în spațiu și prin valoarea raportului direct, mărimi a căror introducere este justificată teoretic în cadrul lucrării, demonstrîndu-se riguros relațiile de calcul respective. Sînt justificate, de asemenea, formulele de interpolare pentru determinarea fluxurilor zonale caracteristice și se prezintă expresiile de calcul pentru multiplicatorii geometrici folosiți în calculul fluxului direct primit de planul util într-o instalație de iluminat interior.

Bibliografie

[1] CIE Publication N° 40. Calculations for Interior Lighting. Basic Method. Paris, 1978.

[2] CIE Publication (Draft). Calculations for Interior Lighting. Applied Method. Paris, 1977.

[3] STAS R 11621-81. Metodă de calcul al iluminării medii în clădiri.

[4] *Dourgnon, J., Graaf, A., Godfert, A.* Calcul du flux envoyé dans un rectangle par une source de révolution. In : Compte Rendu 16e Sesion CIE. Paris, 1967, v.B, p. 292—296.

[5] Norme UTE 71—121, 1970. Méthode simplifié de prédétermination des éclairements dans les espaces clos et classification correspondante des luminaires.

[6] *Dinculescu, P.* și *Sisak, F.* Instalații și echipamente electrice. București, Editura didactică și pedagogică, 1981.

CZ 621.3.012.8 : 621.316.11.001.24

CIRCUITE ELECTRICE CU SURSE COMANDATE

Utilizarea mărimilor conjugate la analiza circuitelor electrice cu surse comandate și la generalizarea teoremelor lui Thèvenin și Norton

MARIUS PREDA, FĂNICĂ SPINEI ȘI NICOLAE NICOARĂ* — BUCUREȘTI

Introducere

Teoremele generatorului echivalent de tensiune (Thévenin) și, respectiv, de curent (Norton) [1, 2, 3] pot fi privite ca descriind, prin mărimile electrice aferente bornelor de interconectare, regimul de funcționare după interconectarea a doi dipoli : unul activ, cu o structură oricît de complexă, și celălalt pasiv, redus la o latură de circuit.

Lucrarea de față își propune să extindă cele două teoreme pentru circuite mai complexe. În cele ce urmează se consideră cazul circuitelor liniare active, cu mai multe borne de acces. Un astfel de circuit, în cea mai simplă accepțiune, este un multipol, această reprezentare neimpunînd nici un fel de restricții funcționale asupra circuitului. O reprezentare mai precisă a circuitului cu mai multe borne de acces, care ține seama de anumite particularități funcționale ale acestuia, este plurimultipolul [6] — adică un multipol ale cărui borne de acces pot fi separate în g grupe distincte, ai căror curenți satisfac prima teoremă a lui Kirchhoff.

Pentru plurimultipol se poate folosi și denumirea de multipol de ordin superior ; ordinul multipolului este prin definiție egal cu numărul de grupuri de borne de acces [6].

Formarea ecuațiilor de funcționare pentru un multipol de ordin superior se face luînd pentru fiecare bornă de acces o mărime de intrare și una de ieșire (curentul sau tensiunea în raport cu borna de referință a grupului de borne corespunzător).

* Prof. dr. ing. *Preda, M.*, conf. dr. ing. *Spinei, F.*, ș. l. ing. *Nicoară, N.* — Catedra de electrotehnică II, din Institutul politehnic — București.

De asemenea, în lucrare, pentru bornele care urmează a fi interconectate, se folosesc *mărimi conjugate* : pentru orice bornă de acces mărimea de intrare în raport cu un multipol este mărime de ieşire în raport cu celălalt multipol şi reciproc.

În lucrare se iau în consideraţie mai multe tipuri de interconectare între plurimultipoli, ale căror ecuaţii, fiind exprimate în mod adecvat, nu necesită folosirea unor matrice de interconexiune. Sînt studiate şi o serie de cazuri particulare mai importante.

De asemenea, în lucrare, pe baza utilizării tipurilor de interconectare analizate, se prezintă o metodă de analiză a circuitelor electrice cu surse comandate, considerînd circuitul iniţial ca un multipol activ şi reciproc care se interconectează cu sursele comandate. Se discută luarea în consideraţie a surselor multiplu comandate, precum şi un mod de aplicare sistematică a metodei propuse.

1. Interconectarea a doi multipoli activi de ordinul 1

Se consideră doi multipoli activi de ordinul 1 (figura 1), avînd fiecare N borne de acces, ai căror curenţi satisfac relaţia :

$$\sum_{k=1}^{N} I_k = 0. \tag{1}$$

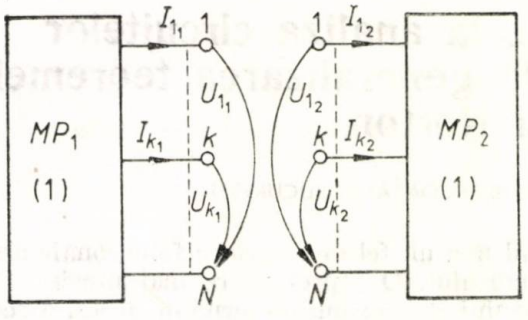


Fig. 1. Doi multipoli de ordinul 1, ce urmează a fi interconectaţi ; de remarcat alegerea sensurilor pentru a putea utiliza mărimile conjugate.

Borna N este bornă de referinţă a tensiunilor pentru fiecare multipol ; curenţii au alese sensurile astfel încît, după interconectare, există egalităţile :

$$I_{k_1} = I_{k_2}, \tag{2}$$

$$U_{k_1} = U_{k_2}. \tag{3}$$

Ecuaţiile de funcţionare a celor doi multipoli, în formă operaţională, sînt date sub forma :

$$\begin{aligned} M_{e_1} &= H_{ei_1} M_{i_1} + M_{eo_1}, \\ M_{e_2} &= H_{ei_2} M_{i_2} + M_{eo_2}, \end{aligned} \tag{4}$$

unde M_e şi M_i sînt vectorii n-dimensionali ai mărimilor de ieşire şi, respectiv, de intrare ($n = N - 1$) ; H_{ei} — matricea pătrată a funcţiilor de transfer ; M_{eo} — vectorul mărimilor de ieşire, dacă toate mărimile de intrare sînt nule.

Se consideră, aşa cum s-a arătat în introducere, mărimi conjugate pentru fiecare bornă, astfel încît :

$$M_{e_1} = M_{i_2},\ M_{i_1} = M_{e_2}. \tag{5}$$

Ţinînd seama de relaţiile (5) şi ecuaţiile de funcţionare (4) se obţin, cu uşurinţă, mărimile după interconectare :

$$\begin{aligned} M_{e_2} &= (1 - H_{ei_2} H_{ei_1})^{-1} (H_{ei_2} M_{eo_1} + M_{eo_2}) = M_{i_1}, \\ M_{e_1} &= (1 - H_{ei_1} H_{ei_2})^{-1} (H_{ei_1} M_{eo_2} + M_{eo_1}) = M_{i_2}. \end{aligned} \tag{6}$$

De subliniat că relaţiile (5), adică alegerea conjugată a mărimilor pentru fiecare bornă de acces, conţin precizările privind modul de interconectare.

Cazuri particulare

1. Se consideră ecuaţii de funcţionare omogene pentru fiecare multipol, adică :

$$U_1 = -Z_1 I_1 + U_{01}, \tag{7}$$

$$I_2 = Y_2 U_2 + I_{sc2},$$

unde :

$$U_1 = U_2 \text{ şi } I_1 = I_2. \tag{8}$$

În acest caz relaţiile (6) devin :

$$\begin{aligned} U_1 &= (1 + Z_1 Y_2)^{-1} (U_{01} - Z_1 I_{sc2}), \\ I_2 &= (1 + Y_2 Z_1)^{-1} (Y_2 U_{01} + I_{sc2}). \end{aligned} \tag{9}$$

2. Din cazul precedent, dacă $N = 2$, se obţin relaţiile corespunzătoare teoremelor lui Thévenin şi Norton :

— $I_{sc2} = 0$, al doilea multipol fiind un element pasiv de admitanţă Y_2, se obţine :

$$U_1 = \frac{U_{01}}{1 + Z_1 Y_2}, \tag{10}$$

— $U_{01} = 0$, primul multipol fiind un element pasiv de impedanţă Z_1, se obţine :

$$I_2 = \frac{I_{sc2}}{1 + Y_2 Z_1}, \tag{11}$$

relaţiile (10) şi (11) fiind echivalente celor două teoreme.

2. Interconectarea unui multipol de ordinul m cu m multipoli de ordinul 1

Se consideră un multipol de ordinul m (fig. 2) avînd m grupe de borne de acces, la fiecare dintre acestea urmînd să se interconecteze un multipol de ordinul 1, cu același număr de borne. Ecuațiile de funcționare sînt:

— pentru multipolul de ordinul m:

$$M_e = HM_i + M_{e0}, \tag{12}$$

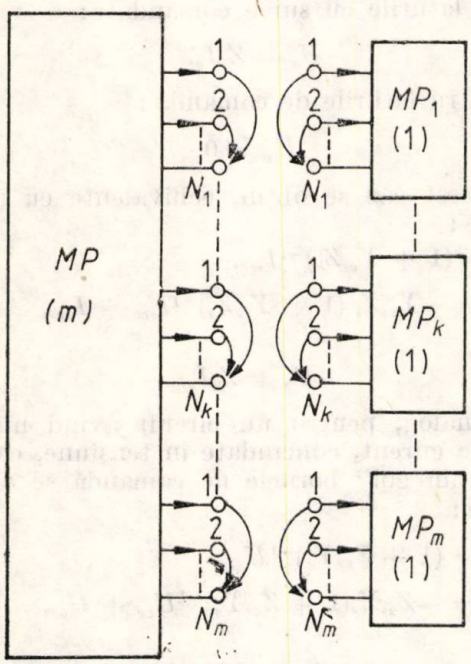


Fig. 2. Un multipol de ordinul m ce urmează a fi interconectat cu m multipoli de ordinul 1 (precizarea sensurilor).

unde:

$M_e = M_{e_k}]$; $M_i = M_{i_k}]$; $H = [H_{jk}]$; mărimile cu indicele k referindu-se la grupul respectiv de borne; $k = 1, 2, \ldots m$;

— pentru fiecare multipol de ordinul 1:

$$M'_{e_k} = H'_{kk}M'_{i_k} + M'_{e0_k};\ k = 1, 2, \ldots, m; \tag{13}$$

putînd scrie grupat toate cele m ecuații:

$$M'_e = H'_d M'_i + M'_{e0}; \tag{14}$$

$$\text{cu } H'_d = \text{diag}\,[H'_{kk}] = \begin{bmatrix} H'_{11} & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & H'_{22} & \ldots & 0 \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ 0 & 0 & \ldots & H'_{mm} \end{bmatrix}.$$

În acest caz, utilizînd mărimile conjugate, sînt satisfăcute relațiile:

$$M'_e = M_i;\ M'_i = M_e. \tag{15}$$

Aceste relații, împreună cu relațiile (12) și (14), conduc la exprimarea mărimilor după interconectare:

$$M_e = (1 - HH'_d)^{-1}(HM'_{e0} + M_{e0}),$$
$$M'_e = (1 - H'_d H)^{-1}(H'_d M_{e0} + M'_{e0}). \tag{16}$$

Cazuri particulare

1. Multipolul de ordinul m este un multiport, deci $N_k = 2$. La fiecare poartă se conectează un element pasiv. Considerînd ecuațiile de funcționare omogene:

$$U = -ZI + U_0, \qquad I = -YU + I_{sc}$$
$$I' = Y_d U', \qquad \text{sau: } I' = Z_d U' \tag{17}$$

și condițiile de conjugare:

$$U = U' \quad \text{și} \quad I = I';$$

se obțin relațiile:

$$U = (1 + ZY_d)^{-1}U_0 \quad \text{și} \quad I = (1 + YZ_d)^{-1}I_{sc}. \tag{18}$$

Dacă $m = 1$, pentru o singură poartă, rezultă:

$$U = \frac{U_0}{1 + ZY} \quad \text{și} \quad I = \frac{I_{sc}}{1 + YZ}. \tag{19}$$

2. Se consideră $m = 2$, pe primul grup de borne nu se face nici o interconectare, pe al doilea legîndu-se un multipol de ordinul 1. Ecuațiile de funcționare, separînd mărimile primului multipol pe cele două grupuri de borne, sînt în general:

$$M_{e1} = H_{11}M_{i_1} + H_{12}M_{i_2} + M_{e0_1}; \tag{20}$$
$$M_{e2} = H_{21}M_{i_1} + H_{22}M_{i_2} + M_{e0_2};$$
$$M'_e = H'_{22}M'_i;\ \text{cu } M_{e_2} = M'_i \text{ și } M_{e_2} = M'_e. \tag{21}$$

În acest caz, pentru mărimile de acces după interconectare se obțin expresiile:

$$M_{e2} = (1 - H_{22}H'_{22})^{-1}(H_{21}M_{i1} + M_{e02}),$$
$$M_{e1} = [H_{11} + H_{12}H'_{22}(1 - H_{22}H'_{22})^{-1}H_{21}]M_{i_1} +$$
$$+ H_{12}H'_{22}(1 - H_{22}H'_{22})^{-1}M_{e0_2} + M_{e0_1}. \tag{22}$$

Dacă se consideră conectarea unui cuadripol pe o impedanță de sarcină $Z_s (N_k = 2)$, se pot scrie ecuațiile omogene:

$$U_1 = Z_{11}I_1 - Z_{12}I_2 + U_{10}$$
$$U_2 = Z_{21}I_1 - Z_{22}I_2 + U_{20} \tag{23}$$
$$I = \mathbf{Y}_s U';\ \text{cu } I' = I_2 \text{ și } U' = U_2.$$

Aplicînd relația (22) rezultă:

$$U_1 = \frac{Z_{11} + Y_s(Z_{22}Z_{11} - Z_{12}Z_{21})}{1 + Z_{22}Y_s} I_1 +$$
$$+ \frac{Z_{12}Y_s}{1 + Z_{22}Y_s} U_{20} + U_{10}. \tag{24}$$

3. Analiza circuitelor electrice cu surse comandate

Pe baza celor prezentate mai sus se poate stabili o metodă de analiză a circuitelor electrice cu surse comandate. Se consideră un circuit cu surse simplu comandate, extrase fiecare la două porți ale circuitului (fig. 3):

— poarta corespunzătoare sursei comandate;

— poarta corespunzătoare mărimii de comandă.

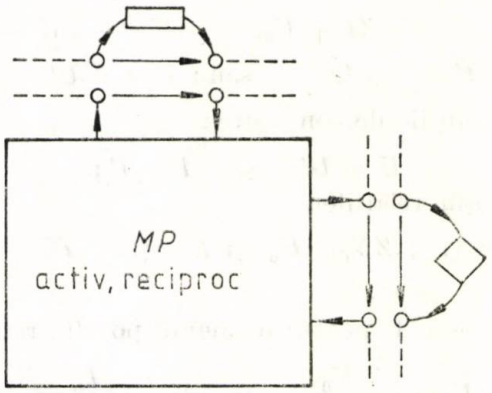


Fig. 3. Extragerea surselor simplu comandate dintr-un circuit prin extragerea a două laturi: latura cu sursa comandată și latura cu mărimea de comandă.

Circuitul rămas, după extragerea surselor comandate, este un circuit liniar, activ și reciproc. Pentru fiecare pereche de diporți, corespunzătoare unei surse comandate, mărimea de intrare comună este considerată mărimea de comandă a sursei respective. Deci, în general,

— pentru laturile cu surse comandate:

$$M'_{es} = P_s M'_{ic}, \tag{25}$$

— pentru laturile corespunzătoare mărimilor de comandă:

$$M'_{ec} = P_c M'_{ic}, \tag{26}$$

unde: P_s și P_c sînt matrice diagonale.

Pentru restul circuitului ecuațiile de funcționare, în raport cu porțile puse în evidență, sînt:

$$\begin{aligned} M_{ec} &= H_{cc}M_{ic} + H_{cs}M_{is} + M_{eoc}, \\ M_{es} &= H_{sc}M_{ic} + H_{ss}M_{is} + M_{eos}, \end{aligned} \tag{27}$$

avînd relațiile de conjugare:

$$M'_{es} = M_{is}; \quad M'_{ec} = M_{ic}; \quad M'_{ic} = M_{ec}. \tag{28}$$

Din relațiile (25)—(28) se pot explicita vectorii:

$$\begin{aligned} M_{ec} &= (1 - H_{cc}P_c - H_{cs}P_s)^{-1}M_{eoc} \\ M_{es} &= (H_{sc}P_c + H_{ss}P_s)(1 - H_{cc}P_c - \\ &\quad - H_{cs}P_s)^{-1}M_{eoc} + M_{eos}. \end{aligned} \tag{29}$$

Cazuri particulare

1. Se consideră un circuit avînd toate sursele comandate de tipul „sursă de tensiune comandată în curent". Laturile de comandă se vor conecta pe un scurtcircuit.

Ecuațiile pentru circuitul reciproc se scriu:

$$\begin{aligned} I_c &= -Y_{cc}U_c - Y_{cs}U_s + I_{scc} \\ I_s &= -Y_{sc}U_c - Y_{ss}U_s + I_{scs}, \end{aligned} \tag{30}$$

pentru laturile cu surse comandate:

$$U_s = Z_s I_c,$$

iar pentru laturile de comandă:

$$U_c = 0.$$

În acest caz se obțin, echivalente cu (29), relațiile:

$$\begin{aligned} I_c &= (1 + Y_{cs}Z_s)^{-1}I_{scc}, \\ I_s &= -Y_{ss}Z_s(1 + Y_{cs}Z_s)^{-1}I_{scc} + I_{scs}, \end{aligned} \tag{31}$$

și:

$$U_s = Z_s I_c.$$

2. Analog, pentru un circuit avînd numai surse de curent, comandate în tensiune, considerînd „în gol" bornele de comandă se obțin relațiile:

$$\begin{aligned} U_c &= (1 + Z_{cs}Y_s)^{-1}U_{oc}, \\ U_s &= -Z_{ss}Y_s(1 + Z_{cs}Y_s)^{-1}U_{oc} + U_{os}, \end{aligned} \tag{32}$$

și:

$$I_s = Y_s U_c.$$

Observații

1. Metoda propusă pentru analiza circuitelor electrice cu surse comandate se poate aplica și în cazul circuitelor cu surse multiplu comandate. În acest caz:

— numărul porților corespunzătoare mărimilor de comandă este, în general, diferit de cel al porților corespunzătoare surselor comandate;

— matricea P_s (25) nu mai este o matrice diagonală (este mai plină) și nici pătrată; produsul $H_{cs}P_s$ conduce însă în continuare la o matrice pătrată.

Relațiile (29) își păstrează forma.

2. Procedeul de a considera laturi cu mărimile de comandă-curent conectate pe un scurtcircuit, iar laturile cu mărimi de comandă-tensiune conectate în gol (ca în cele două cazuri particulare), poate fi generalizat simplificîndu-se relațiile (29), mai exact trecerea de la circuitul reciproc (fără surse comandate) la circuitul surse comandate.

3. Metoda propusă ține seama de faptul că o sursă multiplu comandată reprezintă un

multiport intrinsec, indiferent de modul în care se conectează în circuitul din care face parte.

4. Concluzii

În lucrare se prezintă o extindere a teoremelor lui Thévenin și Norton pentru multipoli activi de ordin superior, în ideea că aceste teoreme rezolvă, în general, problema determinării mărimilor corespunzătoare bornelor de acces, după interconectarea multipolilor.

Se consideră cazuri în care bornele se interconectează cîte două : cazul a doi multipoli de ordinul 1, cazul unui multipol de ordinul m interconectat cu m multipoli de ordinul 1, precum și o serie de cazuri particulare mai importante.

Pentru circuitele cu surse comandate se propune, pe această bază, o metodă de analiză cu extragerea prealabilă a surselor comandate din circuit, urmînd ca acestea să fie conectate pe un circuit activ, reciproc, cu ecuații de funcționare cunoscute (stabilite). Se indică ca utilă și comodă pentru calcule, considerarea laturilor avînd curenți de comandă conectați în scurtcircuit iar laturile avînd tensiuni de comandă conectate în gol.

De remarcat că, utilizarea mărimilor conjugate, care conțin implicit modul de interconectare, face ca relațiile prezentate în lucrare să nu facă apel la nici o matrice de interconexiune.

Evident, rezultatele din lucrare se pot extinde și pentru cazul interconectării prin legarea a mai mult de două borne între ele. De pildă, în cazul unui plurimultipol la care pe un grup de borne se leagă mai mulți multipli de ordinul 1, se poate lua :

$$M'_i = I' \text{ și } M_{ek} = I_k, \tag{33}$$

iar una din relațiile de mărimi conjugate se înlocuiește cu :

$$M'_i = \Sigma M_{ek}. \tag{34}$$

În aceste cazuri avantajele interconectării, sub forma propusă în lucrare — adică utilizînd mărimi conjugate, nu mai sînt atît de evidente.

Bibliografie

[1] *Desoer, C. A., Kuh, E. S.* Basic Circuit Theory, McGraw-Hill, 1969.

[2] *Preda, M.* Bazele electrotehnicii, vol. II, București, Editura didactică și pedagogică, 1980.

[3] *Neiman, L. R., Demircian, K. S.* Teoreticeskie osnovî elektrotehniki, vol. I, izdatelistvo Energhia, Moskva, 1966.

[4] *Preda, M.* Asupra teoremelor lui Thévenin și Norton Buletinul IPB, tom **XXIII**, 1961, IV, p. 181—189.

[5] *Preda, M., Cristea, P.* Calculul rețelelor complexe pe baza generalizării unor teoreme din teoria rețelelor electrice pentru ansambluri de multipoli activi. În : Buletinul IPB tom **XXVI**, 1964, IV, iulie-august, p. 85—113.

[6] *Preda, M., Spinei, F.* A Generalization of the Multiport Concept. In : Rev. roum., sci. techn., electrotechn. et energ., **28**, 2, în curs de publicare, București, 1983.

[7] *Edelman, H.* Calculul electric al rețelelor interconectate București, Editura tehnică, 1966.

[8] *Șakirov, M. A.,* Preobrazovania i diakoptica electriceskih țepei. Izd. Leningradskogo Universiteta, 1980.

CZ 621.313.333

MOTOR ASINCRON LINIAR
UTILAJE CU ACȚIUNE PRIN ȘOCURI
SECUNDAR TIP COLIVIE

Considerații asupra acționării ciocanelor și preselor cu motoare asincrone liniare

OVIDIU PEȘTEANU, MARIAN ȚAȚA* — BRAȘOV

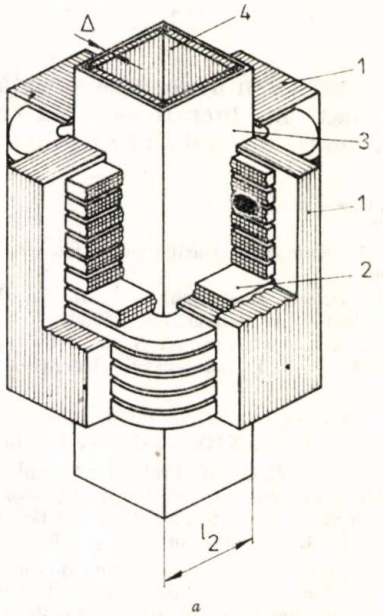
Unul dintre domeniile de aplicare industrială a motorului asincron liniar îl constituie cel al acționării ciocanelor, sonetelor și preselor, ideea acestui sistem de acționare fiind brevetată în anul 1966 [1, 2]. La fel ca și în alte centre universitare din țară [4], și în cadrul Universității din Brașov există preocupări vizînd acționarea cu motoare asincrone liniare a utilajelor cu acțiune prin șocuri, primul model experimental de ciocan realizat în anul 1974 (fig. 1, b) [3], [5] fiind urmat de o serie de alte instalații de laborator și industriale [6], [12].

Această lucrare este o continuare a studiilor [3] și [5] și cuprinde prezentarea rezultatelor obținute privind utilizarea la acționarea ciocanelor și preselor a motorului asincron liniar de tip cilindric, descrierea unui utilaj industrial brevetat și realizat pe bază de contract de cercetare științifică și cîteva considerații referitoare la utilizarea secundarului tip colivie.

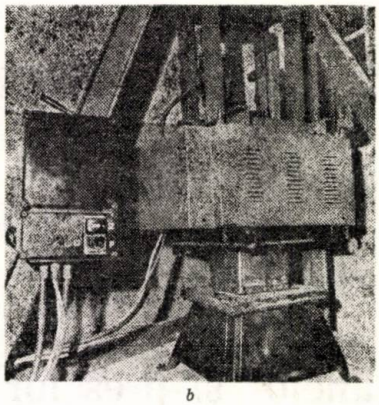
* Dr. ing. *Pește anu, O.* și dr. ing. *Țața, M.* Catedra de electrotehnică și mașini electrice — Universitatea din Brașov.

1. Acționarea cu motor asincron liniar de tip cilindric

Inductorul (statorul) motorului asincron liniar de tip cilindric este constituit din pachete de tole *1* (fig. 1 a), prevăzute cu o înfășurare trifazată cilindrică în simplu strat comună *2*. În interiorul statorului se află partea mobilă (berbecul) compusă dintr-un indus neferomagnetic



a



b

Fig. 1 : a — Părțile constructive ale motorului asincron liniar de tip cilindric; b — model experimental de ciocan acționat cu motor asincron liniar de tip cilindric.

3 de grosime Δ (fig. 1 a), fixat în interior de circuitele magnetice 4 din tole sau oțel masiv, de închidere a fluxurilor magnetice corespunzătoare pachetelor de tole statorice. Asupra părții mobile sînt exercitate de către stator forțe electromagnetice de ridicare și de coborîre, alimentarea înfășurării statorului putînd fi comandată de două limitatoare de cursă acționate de o camă a berbecului.

Principalele avantaje ale utilizării motorului asincron liniar de tip cilindric la acționarea ciocanelor și preselor sînt următoarele [3], [5]: a — valori relativ mici pentru componenta reactanței de scăpări pe fază corespunzătoare fluxurilor magnetice de scăpări la părțile frontale ale înfășurării; b — efecte de capăt transversale diminuate în raport cu cele care apar la motorul asincron liniar cu stator bilateral și indus placă. Aceste efecte se pot lua în considerație la calculul motorului [7], [8] utilizînd pentru coeficientul de creștere a rezistenței indusului, datorită efectului de capăt transversal, următoarea expresie obținută printr-un calcul asemănător celui prezentat în [9] pentru motorul asincron cu rotorul în formă de pahar, folosind însă condiția de anulare la marginea unei fețe a indusului (fig. 1 a), a componentei tangențiale a densității secundare de curent:

$$k_r = 1 + \frac{1}{\xi_i[\coth \xi_i + \coth (\xi_2 - \xi_i)] - 1}, \tag{1}$$

în care, dacă l_i este lățimea ideală a unui pachet de tole statoric [7], l_2 lățimea unei fețe a indusului, iar τ lungimea pasului polar:

$$\xi_i = \frac{\pi}{2}\frac{l_i}{\tau}, \quad \xi_2 = \frac{\pi}{2}\frac{l_2 - \Delta}{\tau}, \tag{2}$$

c — încălzire mai redusă a indusului în raport cu motorul cu stator bilateral (la aceeași solicitare termică a statorului); d — rezistență mecanică mare a părții mobile, datorită construcției sale de formă cilindrică.

Posibilitățile de reglare a energiei de lovire a berbecului sînt [5]: 1) executarea de lovituri prin cădere liberă a berbecului (simplă acțiune), cînd înfășurarea statorului este conectată la rețea numai în vederea ridicării berbecului, sau executarea de lovituri prin coborîrea berbecului atît sub acțiunea greutății proprii, cît și a unei forțe electromagnetice exercitată de stator (dublă acțiune), ca urmare a contraconectării înfășurării statorului, atunci cînd berbecul a fost ridicat la o anumită înălțime; 2) modificarea lungimii cursei berbecului prin schimbarea poziției limitatorului superior de cursă sau prin introducerea în circuitele de comandă a alimentării înfășurării motorului a unui releu de timp, care la ridicarea berbecului deconectează sau contraconectează înfășurarea statorului după un anumit interval de timp reglabil; 3) modificarea conexiunii înfășurării statorului.

Dacă forța la pornire F_p a motorului liniar, calculată pentru regimul permanent sinusoidal de funcționare, și greutatea $G_2 = mg$ a berbecului au valori relativ apropiate, atunci la determinarea performanțelor utilajului acționat se poate folosi, cu o precizie suficientă pentru aplicațiile industriale, caracteristica mecanică statică a mașinii asincrone liniare [3], [5]. Dacă se neglijează forțele rezistente (de frecare), care apar la ghidarea berbecului, iar caracteristica

mecanică statică C (fig. 2) se aproximează prin segmente de dreaptă, atunci soluțiile ecuației de mișcare: viteza berbecului v și spațiul h parcurs de berbec, determinate pentru al k-lea segment de drepată (fig. 2), sînt (dacă $v_{ok} \neq 0$):

$$v = v_{fk} + (v_k - v_{fk})e^{-(t-t_k)/T_k}, \quad T_k = \frac{mv_{ok}}{F_{pk}},$$

$$h = h_k + v_{fk}(t - t_k) - (v - v_k)T_k, \ (k = 1, 2, \ldots), \tag{3}$$

în care v_k (respectiv h_k) reprezintă viteza (respectiv spațiul) la timpul $t = t_k$, corespunzătoare unuia dintre capetele segmentului de

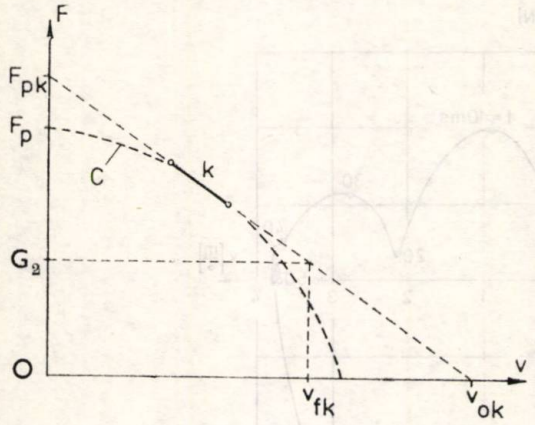


Fig. 2. Aproximarea unei porțiuni a caracteristicii mecanice statice C cu un segment de dreaptă.

dreaptă (fig. 2). În [3] și [5] sînt prezentate mai amănunțit soluțiile ecuației de mișcare pentru regimurile de funcționare cu simplă și dublă acțiune, în cazul aproximării caracteristicii mecanice statice prin segmente de dreaptă, precum și verificările experimentale efectuate pe modelul de ciocan din figura 1 b.

Dacă forța la pornire este mult mai mare decît greutatea berbecului, atunci nu se mai pot neglija regimurile tranzitorii electromagnetice în raport cu cele electromecanice, fiind necesară efectuarea unui studiu mai amănunțit al funcționării motorului asincron liniar. În lucrarea [10] se stabilesc expresiile și etapele de calcul, pentru studiul numeric cu metoda diferențelor finite, al regimului tranzitoriu al motorului asincron liniar. Efectele de capăt transversale și longitudinale sînt luate în considerație în [10] prin determinarea bidimensională în spațiu a cîmpului electromagnetic în indus, la aproximarea ecuației diferențiale cu derivate parțiale de tip parabolic a cîmpului electromagnetic utilizîndu-se metoda implicită a direcției alternante. Saturația circuitului magnetic este luată în considerație prin efectuarea unui calcul simplificat al repartiției cîmpului magnetic în stator. Pentru exemplificare, în figura 3 sînt reprezentate curbele determinate pe calculator pentru regimul de funcționare cu dublă acțiune al unui motor liniar cu $\tau = 10{,}2$ cm; $F_p \approx 180$ N și $F_p/G_2 \approx 10$. Înfășurarea motorului s-a considerat conectată la rețea la timpul $t = 0$, apoi deconectată la $t > 0{,}0425$ s și din nou alimentată, cu două faze inversate, la $t = 0{,}05$ s, verificarea experimentală a curbelor reprezentate în figura 3 fiind prezentată în [10]. La reversare, valoarea maximă calculată a intensității curentului din faza A a înfășurării motorului este cu 6,5% mai mare decît cea măsurată. Dacă, la fel ca în teoria mașinilor electrice rotative, nu se mai efectuează calculul repartiției cîmpului magnetic în stator iar pentru fluxurile magnetice de scăpări din crestături și de la capetele dinților se utilizează permeanțele geometrice de scăpări nesaturate, atunci se obține o valoare maximă cu 28,6% mai mică decît cea măsurată [10], ceea ce arată necesitatea luării în considerație, în calcule, a dependenței de saturație a fluxurilor magnetice principale și de scăpări.

2. Descrierea unui utilaj de compactare a materialelor refractare

Utilajul brevetat [6] și realizat pe bază de contract de cercetare științifică (fig. 4 a) cuprinde un motor asincron trifazat liniar de tip cilindric cu $P_1 = 5{,}5$ kW și $F_p = 930$ N, format din (fig. 4, b): pachetele de tole statorice *1*, înfășurarea *2* și indusul *3* care, împreună cu circuitele magnetice din tolele 4, constituie berbecul utilajului. Statorul este fixat de un cadru metalic *5* prevăzut cu un sistem de role *6* de ghidare a berbecului și o placă *7* de sprijin a berbecului. Cadrul *5* este prins de scheletul metalic al utilajului prin intermediul unui sistem *8* de ghidare cu bile în lungul direcției verticale. De o tijă a cadrului sînt fixate două limitatoare de cursă *9* și *10*, poziția limitatorului de cursă superior putîndu-se regla cu ajutorul mecanismului *11*. Intregul sistem mecanic se poate ridica sau coborî cu un cablu metalic *12* înfășurat pe un tambur antrenat prin intermediul unui reductor mecanic de un motor asincron rotativ *M*. De cablu mai este atîrnată, printr-un fir flexibil, o greutate *13* care poate acționa două limitatoare de cursă *14* și *15*, utilizate pentru a împiedica alimentarea de la rețea a motorului liniar, atunci cînd sistemul mecanic atîrnă liber de cablu, asigurîndu-se astfel protecția cablului împotriva ruperii datorită șocurilor produse de motorul liniar.

După ce sistemul mecanic a fost coborît cu ajutorul motorului *M*, astfel încît placa *7* să se sprijine pe capacul *16* al matriței metalice în care se află materialul refractar ce urmează să fie compactat (fasonat), iar cablul *12* să

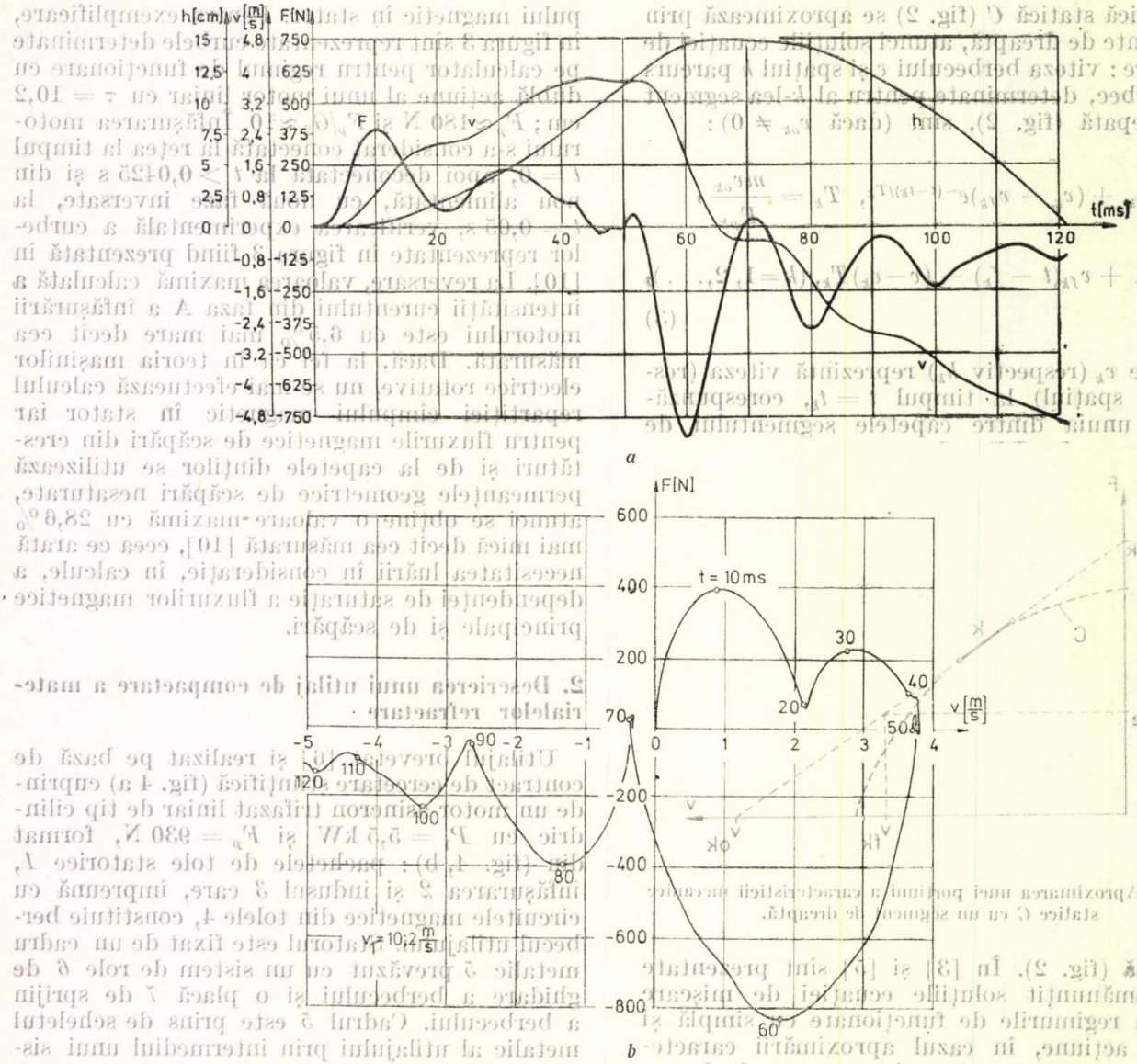
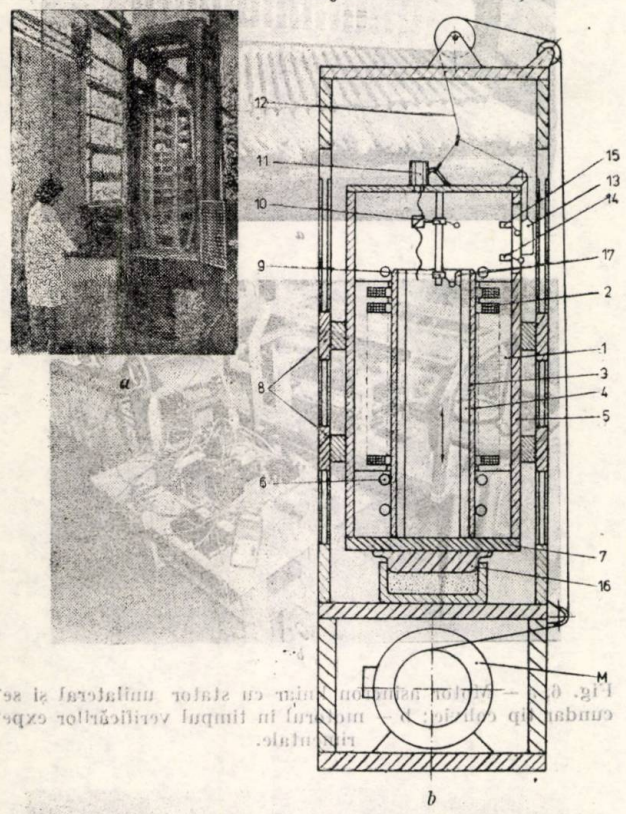


Fig. 3. Curbele determinate pe calculator pentru regimul de funcționare cu dublă acțiune al unui motor asincron liniar cu $F_p/G_2 \approx 10$ [10]: a — forța electromagnetică, viteza și spațiul parcurs de indusul motorului liniar; b — caracteristica mecanică dinamică. Înfășurarea motorului s-a considerat alimentată pentru $0 \leqslant t \leqslant 40$ ms cu un sistem simetric de tensiuni de linie cu $u_{AB} = 577{,}9 \text{ sin} \left(100\,\pi t + \frac{\pi}{2}\right)$ V. După $t = 40$ ms se întrerupe alimentarea fazelor motorului la trecerea prin zero a curenților de fază. La $t \geqslant 50$ ms înfășurarea motorului este alimentată cu fazele A și C inversate. Viteza de sincronism v_1 este calculată pentru $f_1 = 50$ Hz.

ajungă să facă o buclă suficient de mare, în urma coborîrii greutății *13* este acționat limitatorul de cursă *14*. Acesta deconectează motorul *M* (în sensul coborîrii sistemului mecanic) și conectează la rețea circuitele de comandă a alimentării înfășurării motorului liniar. După conectarea la rețea a motorului liniar, berbecul execută loviturі asupra plăcii de sprijin *7*, care sînt transmise sub formă de șocuri de compactare materialului din matriță, alimentarea înfășurării motorului liniar fiind comandată de limitatoarele de cursă *9* și *10*, acționate de o camă *17* a berbecului. Pe măsura compactării materialului, întregul sistem mecanic coboară sub acțiunea greutății proprii odată cu capacul matriței, acest lucru fiindu-i permis de bucla cablului. După realizarea gradului de compactare dorit se deconectează motorul liniar de la rețea iar matrița se poate scoate după ridicarea sistemului mecanic cu ajutorul motorului *M*. Dacă în timpul lucrului se atinge o buclă minimă a cablului, sub care există pericolul ca sistemul mecanic să rămînă atîrnat liber de cablu, datorită urcării greutății *13* în raport cu cadrul *5* nu mai este acționat limitatorul de cursă *15*. Astfel este deconectată de la rețea înfășurarea motorului liniar, o nouă alimentare fiind posibilă doar după conectarea motorului *M* în sensul coborîrii sistemului mecanic și atingerea din nou a unei bucle maxime a cablului, cînd

greutatea *13* acționează din nou limitatorul de cursă *14*.

Față de utilajele cunoscute de compactat prin presare sau prin șocuri, cel acționat cu motor liniar are avantajul că nu conține ele-



a *b*

Fig. 4, a — Utilaj industrial de compactat prin șocuri materiale refractare (fotografie: Intreprinderea „Răsăritul" Brașov); b — secțiune verticală prin utilaj.

mente pentru transmiterea mișcării (lanțuri cinematice și diverse mecanisme în cazul preselor mecanice, ventile, conducte etc., în cazul preselor hidraulice sau cu bătătoare pneumatice). Aceste elemente, pe lîngă faptul că măresc costul și micșorează randamentul utilajului, mai au dezavantajul că, datorită mediului abraziv în care lucrează aceste utilaje se uzează rapid, necesitînd piese de schimb și cheltuieli mari de întreținere. Acționarea cu motor asincron liniar mai are avantajul posibilității comode de reglare, în limite largi, a forțelor de compactare a materialului granular coeziv (refractar), în cele trei moduri amintite în paragraful anterior.

În cazul motorului asincron liniar cu număr de perechi de poli $p \geqslant 4$ (cînd se pot neglija efectele de capăt longitudinale), la amplitudine A_{m1} a păturii de curent statorice constantă (cînd solicitarea termică a statorului este practic constantă) forța specifică, definită prin raportul dintre forța exercitată asupra indusului și aria suprafeței indusului în întrefier, este maximă la alunecarea s, la care este satisfăcută condiția [11]:

$$sG = 1,\ G = \frac{\omega_1 \mu_0 \Delta \tau^2}{\pi^2 \rho_2 \delta'' k_r} \approx \frac{X_m}{R_2'}, \qquad (4)$$

în care δ'' este lățimea întrefierului echivalent, ω_1 este pulsația tensiunilor de alimentare, ρ_2 este rezistivitatea electrică a indusului, X_m este reactanța circuitului magnetizant iar R_2' este rezistența indusului raportată la o fază a statorului. La dimensionarea motorului liniar pentru acționarea utilajului s-au mai urmărit, în afară de condiția (4), următoarele condiții: a — raport maxim dintre forța la pornire F_p și masa berbecului, calculată considerînd că lungimea berbecului $= 2p\tau +$ lungimea cursei maxime; b — raport minim dintre pierderile de putere electromagnetică în indus și aria suprafeței laterale a indusului, calculată considerînd lungimea indusului $= 2p\tau +$ lungimea cursei minime (încălzire minimă a indusului).

3. Optimizarea motorului asincron liniar cu secundar tip colivie

În vederea reducerii dimensiunilor motorului și a obținerii unor forțe specifice mai mari se poate utiliza ca secundar o colivie prevăzută într-un circuit magnetic din tole. Dacă p este relativ mare, atunci pentru acest secundar se poate, de asemenea, defini un coeficient complex asemănător coeficientului G, independent de parametrii înfășurării statorului dar dependent de dimensiunile și de parametrii secundarului [12]:

$$\underline{G}_e = \frac{X_m}{\frac{R_2'}{s} + jX_{\sigma 2}'} = \frac{1}{K_{R2} + jK_{\sigma 2}}, \qquad (5)$$

unde R_2' și $X_{\sigma 2}'$ reprezintă rezistența și reactanța de scăpări ale secundarului raportate la o fază a statorului. Se pot determina astfel formule de dimensionare asemănătoare celor stabilite pentru motorul cu indus plaçă [7], utilizînd pentru amplitudinea inducției magnetice din întrefier și pentru forță expresiile [12]:

$$B_{\delta m} = \frac{\mu_0}{\pi} \frac{\tau}{\delta''} \frac{A_{m1}}{|1 + j\underline{G}_e|}, \quad F = \frac{\mu_0 \alpha_i k_f}{2} p l_i \frac{\tau^2}{\delta''} \left| \frac{\underline{G}_e}{1 + j\underline{G}_e} \right|^2 K_{R2} A_{m1}^2. \qquad (6)$$

Se obțin astfel etape de calcul asemănătoare celor din [7]: întîi se determină dimensiunile circuitului magnetic și ale coliviei secundare, iar apoi se calculează parametrii înfășurării statorului. Dacă $l_b \approx l_i$ este lungimea barei în crestătura secundară, atunci din condiția ca forța specifică:

$$f = \frac{F}{2p\tau l_b} = \frac{\mu_0 \alpha_i k_f \tau}{4\delta''} \frac{K_{R2}}{K_{R2}^2 + K_X^2} A_{m1}^2, \qquad (7)$$

$$K_X = 1 + K\sigma_2,$$

să fie maximă la A_{m1} = constant și K_X = constant, se obține [12]:

$$K_{R2} = K_X. \tag{8}$$

Cu ajutorul acestei condiții se poate de exemplu determina înălțimea optimă h_{c20} a conductorului în crestătura secundară pentru lungimea t_2 cunoscută a pasului dentar secundar și pentru raport h_{c2}/b_{c2} = constant (fig. 5); în calcule s-a considerat motorul de tip cilindric (fără conductoare de scurtcircuitare a barelor coliviei) și s-au utilizat expresiile (fig. 5):

$$K_{R2} = \frac{2\pi\rho_2 k_a \delta'' t_2}{s\omega_1\mu_0\alpha_i k_f \tau^2 h_{c2} b_{c2}}, \quad K_{\sigma 2} =$$

$$= \left(\frac{h_{c2}}{3b_{c2}} k_x + \lambda_{od2}\right)\frac{2\pi\delta'' t_2}{\alpha_i k_f \tau^2} + \tau_{\delta 2}, \tag{9}$$

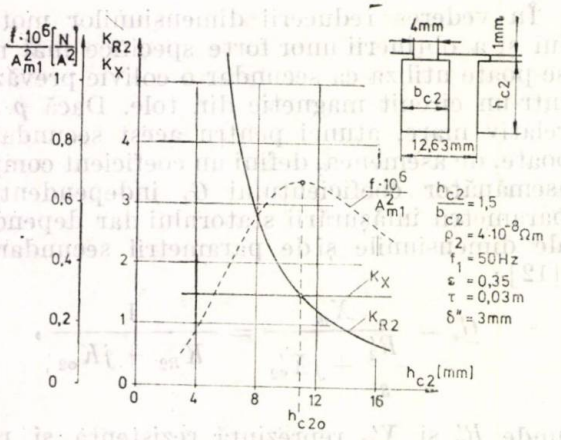


Fig. 5. Determinarea cu condiția (8) a înălțimii optime h_{c20} a conductorului în crestătura secundară a unui motor asincron liniar de tip cilindric.

în care k_a și k_x reprezintă coeficienții prin care se ia în considerație distribuția neuniformă a densității secundare de curent (efectul Field), α_i este coeficientul de acoperire ideală a pasului polar, k_f este coeficientul de formă a undei progresive a inducției magnetice din întrefier, λ_{od2} este permeanța geometrică de scăpări în *istm* și între capetele dinților secundari, iar $\tau_{\delta 2}$ este coeficientul scăpărilor diferențiale a înfășurării secundare [9]. În cazul unor pași polari mari se poate ca datorită valorii efective mari a densității de curent din barele coliviei să nu poată fi satisfăcută condiția (8), cînd dintre diferitele variante se alege aceea care se apropie cel mai mult de această condiție. Deoarece verificările experimentale efectuate cu primul motor realizat avînd $\tau = 0{,}042$ m și $F_p = 275$ N (fig. 6) au arătat o bună concordanță cu rezultatele determinate cu formulele stabilite, s-a trecut la realizarea unui motor asincron liniar de tip cilindric cu secundar tip colivie (fig. 7), destinat acționării unui utilaj industrial.

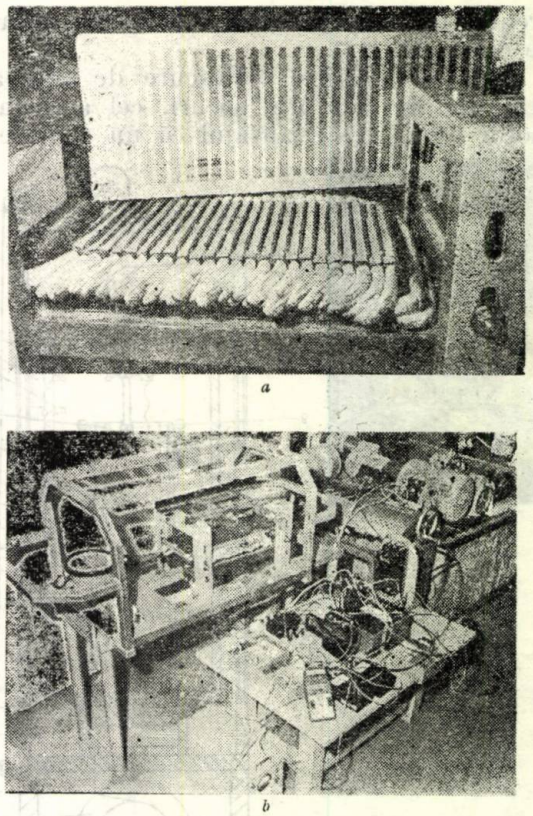


Fig. 6, a — Motor asincron liniar cu stator unilateral și secundar tip colivie; b — motorul în timpul verificărilor experimentale.

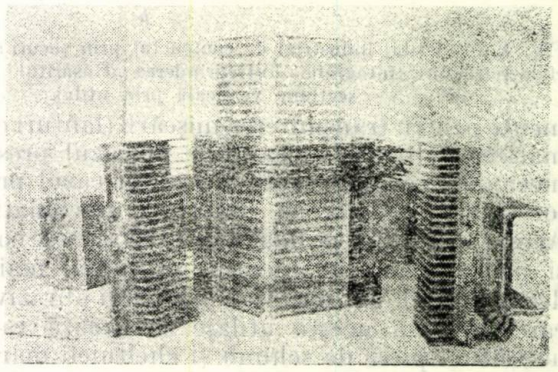


Fig. 7. Motor asincron liniar de tip cilindric cu secundar tip colivie.

4. Concluzii

Lucrarea cuprinde cîteva considerații referitoare la acționarea cu motor asincron liniar de tip cilindric a utilajelor cu acțiune prin șocuri mecanice: ciocane, prese etc. Performanțele (caracteristica mecanică) utilajului se determină în funcție de raportul dintre forța la pornire a motorului și greutatea părții mobile a utilajului. După descrierea unui utilaj industrial brevetat și realizat, folosit la realizarea produselor din materiale refractare, este prezentat un studiu al optimizării motorului asincron liniar cu secundar tip colivie.

Bibliografie

[1] *Percival-Barker, K.* High-impact-forging installation. British patent No 1, 195, 694 dated August 1966.

[2] *Percival-Barker, K.* Electromagnetic forging. In : Metallurgia and Metal Forming, July, 1972, p. 227—229.

[3] *Peşteanu, O., Ţaţa, M.* Ciocan de forjat acţionat cu motor asincron liniar. În : Lucrările sesiunii naţionale : „Optimizarea echipamentelor electrice şi electronice", Universitatea din Braşov, 1978, p. 221—226.

[4] *Moldovan, V., Crişan, A., Iancu, V., Biro, K., Viorel, A., Szilagyi, C., Necrelescu, I.* Rezultate obţinute la încercarea modelului experimental al unui ciocan de matriţare acţionat cu motor electric liniar. Comunicare la Sesiunea ştiinţifică a Institutului politehnic — Cluj-Napoca, Secţia : Tehnologii şi utilaje de prelucrare la cald, 28—29 oct. 1978.

[5] *Peşteanu, O, Ţaţa, M.* Motor asincron liniar de tip cilindric utilizat la acţionarea unui ciocan de forjat. In : E.E.A. — Electrotehnica, **27**, 1979, nr. 8, p. 347—352.

[6] *Peşteanu, O., Ţaţa, M., Samoilă, C., Covrig, M., Roşca, E. Naumescu, V.* Procedeu şi dispozitiv pentru realizarea produselor din materiale refractare. Brevet de invenţie nr. 77177, RSR, înregistrat la 15 noiembrie 1979.

[7] *Peşteanu, O.* Calculul motoarelor asincrone liniare. În : E.E.A. — Electrotehnica, **24**, 1976, nr. 8, p. 298—303.

[8] *Peşteanu, O.* Contribuţii la proiectarea motorului asincron liniar de tip cilindric utilizat la acţionarea ciocanelor de forjat. In : Buletinul Universităţii din Braşov, vol. **XXI-B**, 1979, p. 1—10.

[9] *Gheorghiu, I. S., Fransua, A.* Tratat de maşini electrice, vol. **3**, Maşini asincrone. Bucureşti, Editura Academiei RSR, 1971.

[10] *Peşteanu, O.* Studiul regimului tranzitoriu al motorului asincron liniar cu luarea în consideraţie a efectelor de capăt şi a saturaţiei circuitului magnetic. In : E.E.A. — Electrotehnica, **30**, 1982, nr. 7, p. 302—313.

[11] *Jewlanow, W. S., Afanasjew, S. W.* Einfluss der Reynoldszahl auf die Schubkraft der Induktionsmotoren mit nicht ferromagnetischem Sekundärteil. In : Elektrie **33** (1979), H. 4, p. 205—208.

[12] *Peşteanu, O., Ţaţa, M.* Contribuţii la optimizarea motorului asincron liniar cu secundar tip colivie. In : Rezumatele comunicărilor Simpoz. TEHNIUM, Săcele, 4—6 mai 1981, p. 3—4.

CZ 658.562 : 621.004.64

REŢELE ELECTRICE
FIABILITATE

Instalaţie şi metodă pentru determinarea fiabilităţii reţelelor electrice în cablul de 10-110 kV

CONSTANTIN CRUCERU* — GALAŢI

Introducere

Posibilitatea de a asigura, fără defectare, funcţionarea în serviciu a reţelelor electrice în cablul de 10—110 kV, cunoscute actualmente sub denumirea de grad de disponibilitate, constituie un element de importanţă al programării şi exploatării optime a sistemelor electroenergetice. În cursul ultimilor ani, conceptul de grad de disponibilitate s-a răspindit rapid fiind definit, din punct de vedere cantitativ, ca probabilitatea de funcţionare continuă, fără întreruperi a reţelelor şi ca un factor fundamental, care trebuie luat în consideraţie, în cazul evaluării proiectelor de dezvoltare, cu caracter prospectiv, în transportul energiei electrice, prin cabluri şi echipamente electroenergetice (maşini, transformatoare şi aparate electrice), a unor puteri unitare ridicate şi foarte ridicate. Gradul de disponibilitate al reţelelor electrice depinde de doi factori :

— durata medie de viaţă a cablurilor, transformatoarelor, maşinilor şi aparatelor electrice ca elemente constitutive de reţea :

— durata medie de menţinere, în funcţionare continuă a reţelelor electrice pe ansamblul lor.

* Dr. ing. *Cruceru, C.* este profesor la Universitatea din Galaţi.

În contextul celor menţionate a fost realizată o instalaţie pentru determinarea disponibilităţii reţelelor electrice în cablul de 10—110 kV şi o metodă de calcul a acesteia pe baza datelor furnizate de instalaţia experimentală, metodă avînd la bază un algoritm de calcul care este în curs de prelucrare pe un calculator numeric MC 18, aflat în dotarea Centrului de calcul al Universităţii din Galaţi.

Totodată se are în vedere conducerea programului de experimentări fiabilistice a cablurilor şi transformatoarelor electrice de 10—110 kV, cu ajutorul unui microprocesor, pe baza unui ciclu de încercări accelerate, conform normativelor Comisiei Electotehnice Internaţionale şi al Comisiei marilor reţele energetice.

1. Consideraţii teoretice care definesc fiabilitatea şi disponibilitatea reţelelor în cablul de 10—110 kV

Fiabilitatea, notată în această lucrare cu $F(t)$, reprezintă probabilitatea de funcţionare, fără defectare, cu relaţia :

$$P(t) = 1 - F(t), \qquad (1)$$

se asociază totdeauna cu rata de defectare $\lambda(t)$, ca raport între viteza de creştere, faţă de

timp, a probabilității $P(t)$ și fiabilitatea $F(t)$, adică:

$$\lambda(t) = \frac{\frac{dP(t)}{dt}}{1 - P(t)}. \quad (2)$$

În asemenea condiții, durata medie de viață a rețelelor în cablu menționate, reprezintă integrala de creștere a probabilității, în raport cu timpul, respectiv:

$$\theta = \int_0^\infty t \cdot \frac{dP(t)}{dt}\, dt = \int_0^\infty F(t)dt. \quad (3)$$

Rata de defectare $\lambda(t)$ se poate reprezenta grafic, sub forma curbei din figura 1 care posedă trei zone distincte:

— în prima zonă *a* rata de defectare $\lambda(t)$ scade;

— în zona a doua *b* rata de defectare $\lambda(t)$ rămîne în palier;

— în zona a treia *c*, au loc procese pronunțate de îmbătrînire, care conduc la scăderea gradientului de serviciu al rețelelor, sub nivelul gradientului de ionizare (de încercări parțiale), procese care se conformă legii lui Paschen.

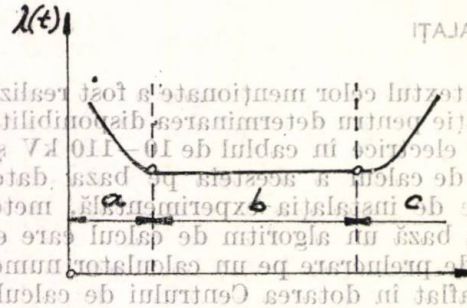


Fig. 1. Diagrama de variație a ratei de defectare $d(t)$ în funcție de timp a echipamentelor electromecanice și cablurilor electrice.

Îmbătrînirea rețelelor în cablu de 10—110 kV este provocată de două categorii distincte de defecte:

— *defecte electrice* provocate de supratensiuni de scurtă durată, care pun în pericol izolația cablurilor și a celorlalte echipamente de rețea (transformatoare, mașini și aparate electrice), provocînd scăderea rapidă a rigidității lor dielectrice și străpungerea electrică a acestora;

— *defecte mecanice* provocate de lovituri în timpul operațiilor de excavare și dragare a solurilor în care sînt montate cablurile de energie.

Rolul preponderent pe ansamblul defectelor îl dețin defectele electrice care afectează, prin descărcări parțiale și imperfecțiuni tehnologice, calitatea și durata de viață a izolațiilor cablurilor, transformatoarelor, mașinilor și aparatelor elecrice. Defectele provocate în procesele de îmbătrînire a izolației, conduc la scăderea duratei de viață a rețelelor electrice în cablu, la un anumit gradient de serviciu, prin legea de distribuție a defectelor de tip Weibull, cu relația:

$$F(t) = \exp\,[1 - (t/t_0)^m], \quad (4)$$

în care m este un parametru statistic supraunitar, corespunzător zonei *c* din figura 1, ceea ce conduce la o rată a defectelor egală cu:

$$\lambda(t) = m \cdot t^{m-1}. \quad (5)$$

Dacă $m = 1$, corespunzător zonei *b* (fig. 1) atunci $\lambda = m$.

Dacă $m < 1$, corespunzător zonei *a* (fig. 1) atunci λ descrește progresiv.

Pe baza considerentelor sus menționate, care pun fiabilitatea $F(t)$ a unei rețele, în directă legătură cu gradientul de serviciu (G) și cu timpul de funcționare (t) al rețelei respective, se poate scrie relația:

$$F(G, t) = k \cdot G^b \cdot t \quad (6)$$

Constantele k și b se pot determina statistic, pe instalația proiectată și executată, pe baza unui mare număr de străpungeri.

Dacă se încearcă un cablu la un anumit gradient de încercare G_e și o anumită durată de timp T_e, fixată prin condiții tehnice (de regulă 6 luni pînă la un an), atunci probabilitatea de străpungere (clacare) a unui eșantion de cablu, pentru un anumit gradient de serviciu G_s și o durată de serviciu T_s, se poate determina cu relația:

$$P(G_s, T_s) = 1 - \exp\left[\left(\frac{G_s}{G_e}\right)^b \cdot \left(\frac{T_s}{T_e}\right)^a\right], \quad (7)$$

în care a și b sînt parametri statistici ce se pot determina prin mai multe încercări.

Determinînd fiabilitatea $F(t)$ prin intermediul relației (7) putem, așadar, calcula în prealabil disponibilitatea rețelelor electrice în cablul de 10—110 kV, cu expresia:

$$D(t) = \frac{\theta}{\tau + \theta}, \quad (8)$$

în care τ reprezintă un factor statistic care pentru rețele în cablu de 10—110 kV se poate lua (0,4—0,7), iar θ este calculabil cu relația (3).

Gradul de indisponibilitate se formulează cu expresia:

$$I = 1 - D, \quad (9)$$

2. Instalația realizată de verificare a fiabilității

Pentru verificarea ipotezelor teoretice prezentate la punctul 2, a fost proiectată și realizată o instalație a cărei schemă de principiu (fig. 2) este compusă din :

a. Autotransformator (AT) 0...220 V, cu posibilitatea reglării continue a tensiunii de alimentare prin deservirea lui de către un servomotor.

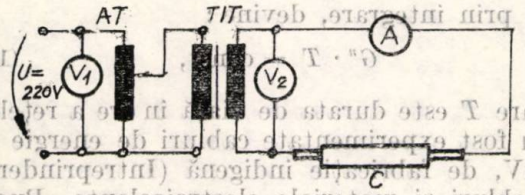


Fig. 2. Schema de principiu a instalației de încercare, proiectată și realizată, în scopul determinării fiabilității cablurilor electrice de energie de 10–110 kV.

b. Transformator monofazat de înaltă (TIT) cu puterea aparentă de 10 kVA, avînd tensiunea primară reglabilă cu ajutorul autotransformatorului de la punctul *a* și în înfășurarea secundară realizată după caz, din fazele cablului experimentat, conectate în serie, sub forma unei spire sau două spire.

c. Cablul electric de energie supus încercării (*C*).

d. Voltmetrele V_1, V_2 și ampermetrul *A*, montate pe pupitrul de comandă al instalației.

Pentru determinarea fiabilității, factorul principal care se urmărește, este comportarea rețelei în cablu considerată la acțiunea gradientului de tensiune, în strînsă unitate cu acțiunea gradientului de temperatură, creată prin încălzirea cu intensități mari de curent a cablului (*C*) montat în scurtcircuit, în secundarul transformatorului de înaltă tensiune (TIT). În acest scop, la o putere aparentă a transformatorului (TIT) de 10 000 VA, modificînd mărimea tensiunii de intrare în transformator în gama (0...220) V, se obține în secundarul acestuia, respectiv pe spira de cablu, tensiuni de ordinul (2....6) V, respectiv intensități de curent de ordinul (1 500...5 000) A.

Pentru a satisface exigențele condițiilor de încercare pînă la tensiuni de 110 kV, a fost elaborată o schemă desfășurată de forță și de comandă a instalației și realizată o sursă de tensiune, conform figurii 3.

Pentru tensiuni de încercare pînă la 6 kV, a fost proiectată și executată sursa de tensiune din figura 4.

Conducerea ciclurilor de încercare este asistată de un calculator de proces, conform unor programe de testare accelerate.

În figura 5 se prezintă o vedere de ansamblu a instalației.

3. Urmărirea și interpretarea procesului de îmbătrînire a izolației rețelelor în cablul de 10–110 kV, menținute la temperatura și tensiuni majorate

După datele din literatură și conform experienței existente în prezent, urmărirea și interpretarea procesului de îmbătrînire se poate face prin :

— măsurarea tangentei unghiului de pierderi în dielectricul cablurilor sau altor echipamente de rețea (mașini, transformatoare, aparate electrice), precum și a creșterii $\Delta tg\delta$ la diferite nivele de tensiune și temperatură, în funcție de timp și baza ciclurilor de testare conduse de calculatorul de proces ;

— prelungirea procesului termic și electric de îmbătrînire a dielectricului considerat, pînă la

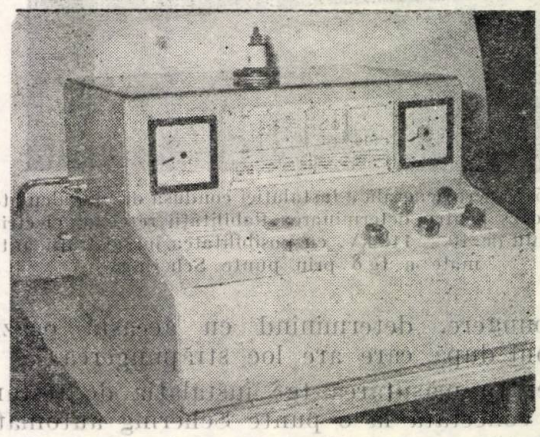


Fig. 3. Sursă de tensiune reglabilă de 110 kV, care permite încercarea la tensiune și determinarea fiabilității cablurilor criogenice hiperconductoare (cu circulație de azot lichid).

Fig. 4. Sursă de tensiune reglabilă de 6 kV.

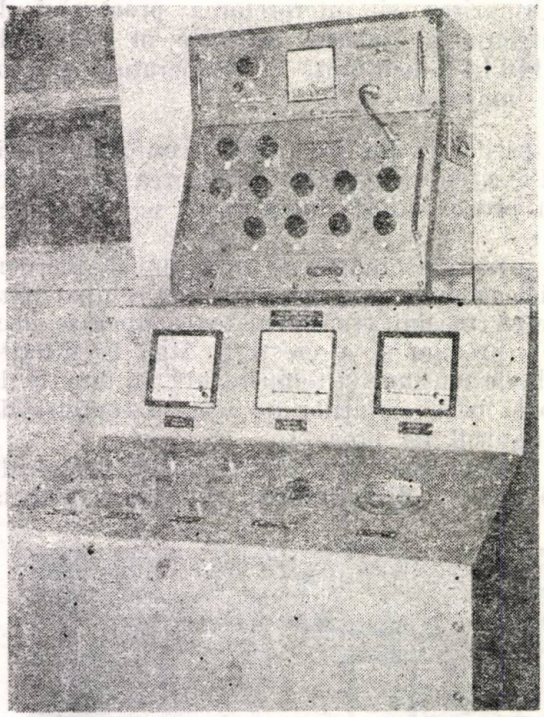


Fig. 5 Vedere generală a instalației condusă de un calculator de proces pentru determinarea fiabilității rețelelor electrice în cablu de 10 — 110 kV, cu posibilitatea înregistrării automate a tg δ prin punte Schering.

străpungere, determinînd cu această ocazie timpul după care are loc străpungerea.

Pentru măsurarea tgδ instalația de testare este conectată la o punte Schering automată echipată cu un condensator etalon de 1 μF cu dielectric din azot în stare de agregare gazoasă, sub presiune. Valorile tgδ se înregistrează automat pe o imprimantă, după fiecare ciclu zilnic de încercare, constînd din menținerea rețelei 16 ore sub sarcină și 8 ore deconectată, în stare de repaus. Conform metodicii adoptate, rețeaua este supusă unui proces de îmbătrînire accelerată pe o durată de 10 cicluri, deci respectiv 10 zile. Pe baza acestui test, cablul electric supus îmbătrînirii termice și electrice se consideră corespunzător dacă nivelul tgδ, nu depășește nivelul tgδ, măsurat inițial, la începutul testului de 10 cicluri.

Apoi, conform relației (7), se admite că creșterea relativă a gradientului de potențial este proporțională cu scăderea relativă a duratei de viață a rețelei în cablu, respectiv:

$$\frac{dG}{G} = -n\frac{dT}{T}, \qquad (10)$$

care, prin integrare, devine:

$$G^n \cdot T = \text{const}, \qquad (11)$$

în care T este durata de viață în ore a rețelei.

Au fost experimentate cabluri de energie de 20 kV, de fabricație indigenă (Intreprinderea de cabluri și materiale electroizolante—București) la gradienți de tensiune de 9,7 kV/mm și la temperatura de 90°. Admițînd că $n = 7{,}8$ s-a determinat durata de serviciu, fără defectare, a cablurilor de 56 000 ore, respectiv circa 8 ani, în condițiile respectării normelor de exploatare a acestora, în regim permanent de funcționare de circa 7 000 ore/an. Pe această bază, s-a determinat fiabilitatea cablurilor de energie în seria unitară ACYYAbY de 10... ...20 kV, obținîndu-se $F(t) = 92{,}5\,\%$.

Concluzii

Instalația de determinarea fiabilității și disponibilității rețelelor în cablu de 10—110 kV, poate fi utilizată la caracterizarea seriilor unitare de cabluri de energie de 10—110 kV și aparate electrice din aceeași gamă de tensiuni.

Bibliografie

[1] *Weibull, W. A.* Statistical distribution function of wich applicability. In: Transaction ASME (S.U.A.), New-York, 18, 1956, p. 293—297.

[2] *Oudin, J. M. Causse, L., Lacoste, A.* Contribution générale à l'étude de la disponibilité, des reseaux à haute tension de cables isolés. In: Revue Génèrale d'Electricité, vol. **82**, nr. 6, iun. 1973, p. 388—394.

CZ 621.313.333.025

MOTOR ASINCRON MONOFAZAT
CONDENSATOR DE PORNIRE
MODELARE NUMERICĂ

Proiectarea înfășurării de pornire la motorul asincron monofazat

GHEORGHE MADESCU* — BRAȘOV

Introducere

Este cunoscut faptul că o înfășurare monofazată parcursă de un curent alternativ sinusoidal produce un cîmp magnetic pulsatoriu. Un astfel de cîmp magnetic produs în întrefierul unui motor asincron cu rotor în scurtcircuit nu dezvoltă cuplu asupra rotorului în repaus. Se știe că, pentru a asigura un cuplu de pornire, motorul monofazat de puteri mai mari se execută cu încă o înfășurare în stator, numită înfășurarea auxiliară sau de pornire Z_B (fig. 1) și dispusă în cuadratură electrică față de înfășurarea principală Z_A. Se spune, de obicei, că motorul este cu „înfășurare de pornire" dacă aceasta din urmă se deconectează după ce motorul a demarat, sau cu „înfășurare auxiliară", dacă rămîne alimentată și după pornire.

Lucrarea se referă, în exclusivitate, la motorul cu înfășurare de pornire, toate considerațiile fiind făcute pentru regimul de scurtcircuit ($s = 1$).

În serie cu înfășurarea de pornire se conectează o impedanță Z_C pentru a obține un defazaj în timp între curenții I_A și I_B.

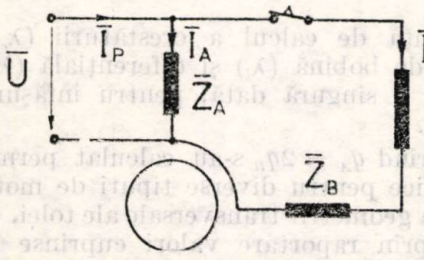


Fig. 1. Schema reală de conectare a motorului asincron monofazat cu înfășurare de pornire și impedanță exterioară.

Solenațiile produse de cele două înfășurări (Z_A, Z_B) parcurse de cei doi curenți sînt astfel decalate în timp și spațiu și produc un cîmp magnetic învîrtitor (în general eliptic) și, în consecință, un cuplu de pornire. Scriind ecuațiile mașinii din figura 1 se poate determina [1] impedanța Z_C astfel ca în întrefier să existe un cîmp magnetic învîrtitor circular (în momentul pornirii). În practică însă, acest caz particular este rar întîlnit rezultînd din calcule, pentru Z_C, un condensator de capacitate mare. De multe ori acest condensator ridică mult prețul motorului.

Se pune, deci, problema calculului înfășurării de pornire și al condensatorului pentru asigurarea parametrilor de pornire impuși, iar soluția aleasă să conducă la un cost minim.

Lucrarea de față încearcă să răspundă la această problemă a optimizării economice a înfășurării de pornire cu condensator prin stabilirea unui algoritm simplu ce permite o proiectare optimă.

Pentru asigurarea parametrilor energetici nominali impuși se proiectează inițial înfășurarea principală, respectiv rotorul, în mod corespunzător. Ca o problemă separată se dimensionează apoi înfășurarea de pornire Z_B și impedanța Z_C respectînd condițiile de pornire impuse (cuplu de pornire și curentul de pornire).

În cele ce urmează se presupun, deci, cunoscuți parametrii schemei echivalente (fig. 2) ai înfășurării principale (calculați anterior sau obținuți prin măsurare directă).

La pornire impedanța de intrare a înfășurării principale este aceeași atît pentru cîmpul de succesiune directă, cît și pentru cel de succesiune inversă ($\bar{Z}_{Ad} = \bar{Z}_{Ai} = \bar{Z}_A$). Se neglijează armonicile superioare ale cîmpului magnetic din întrefier, precum și influența saturației asupra reactanțelor utile și de dispersie.

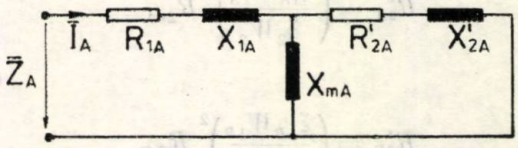


Fig. 2. Schema echivalentă a înfășurării principale pentru ($s = 1$).

În aceste condiții se stabilesc, în lucrare, relații pentru calculul curenților și cuplului de pornire dependente de parametrii înfășurărilor și de impedanța suplimentară Z_C. Se utilizează metoda componentelor simetrice [2], iar relațiile obținute sînt analizate pe calculator, urmărind influența diferiților parametrii asupra curentului de pornire și a cuplului de pornire.

Rezultatele teoretice sînt verificate prin comparație cu măsurătorile făcute pe un model,

* Ing. *Madescu, Gh.* — Intr. „Electroprecizia" — Săcele — Brașov.

1. Parametrii înfășurării de pornire

După cum s-a menționat anterior, în serie cu înfășurarea de pornire se conectează o impedanță exterioară Z_C (de obicei un condensator).

Analog cu înfășurarea principală, impedanțele de intrare ale înfășurării de pornire, față de cele două succesiuni ale cîmpului sînt egale ($\bar{Z}_{Bd} = \bar{Z}_{Bi} = \bar{Z}_B$), iar schema echivalentă este redată în figura 3.

Pentru pornire se utilizează, de obicei, condensatoare electrolitice nepolarizate care au pierderi relativ mari ($\operatorname{tg}\delta = 0{,}06 \div 0{,}15$). Se iau în considerație aceste pierderi utilizînd schema echivalentă a condensatorului real:

$$\bar{Z}_C = R_C - jX_C \tag{1}$$

unde: $R_C = X_C \operatorname{tg}\delta$ și $X_C = 1/\omega C$.

Fig. 3. Schema echivalentă a înfășurării de pornire pentru ($s = 1$).

Se definește în continuare factorul de raportare k:

$$k = \frac{\xi_{1B} W_{1B}}{\xi_{1A} W_{1A}}. \tag{2}$$

Utilizînd factorul k toți parametrii schemei echivalente ai înfășurării de pornire se exprimă în funcție de parametrii corespunzători ai înfășurării principale.

Se știe că:

$$R'_{2A} = \left(\frac{\xi_{1A} W_{1A}}{\xi_2 W_2}\right)^2 R_{2A}, \qquad R'_{2B} = \left(\frac{\xi_{1B} W_{1B}}{\xi_2 W_2}\right)^2 R_{2A}, \tag{3}$$

unde:

R'_{2A} este rezistența rotorului raportată la înfășurarea principală a statorului;

R'_{2B} — rezistența rotorului raportată la înfășurarea de pornire a statorului.

Din relațiile (3) rezultă prin împărțire:

$$R'_{2B} = k^2 R'_{2A} \tag{4}$$

și analog:

$$X'_{2B} = k^2 X'_{2A}. \tag{5}$$

Se notează cu $v = V_B/V_A$ raportul între volumul ocupat de înfășurarea de pornire și volumul înfășurării principale.

Considerînd spira medie a înfășurării principale egală cu cea a înfășurării de pornire, se exprimă rezistența R_{1B} cu ajutorul lui v și k, ca funcție de R_{1A}:

$$R_{1B} = \frac{k^2}{v} R_{1A}. \tag{6}$$

Repartizarea înfășurării de pornire diferă aproape întotdeauna de cea a înfășurării principale astfel că $X_{1B} \neq X_{1A}$.

De obicei, la motoarele monofazate clasice, numărul de crestături pe pol la înfășurarea principală este de două ori mai mare decît numărul de crestături pe pol la înfășurarea de pornire ($q_A = 2q_B$). În consecință, reactanța de dispersie a crestăturii pentru înfășurarea principală este de două ori mai mică decît cea corespunzătoare înfășurării de pornire. Ponderea pe care o are reactanța de dispersie a crestăturii în reactanța totală de dispersie a unei faze diferă însă de la motor la motor. Făcînd raportul reactanțelor de dispersie se obține:

$$X_{1B} = c k^2 X_{1A}, \tag{7}$$

unde:

$$c = c_1 \frac{\xi_{1A}^2}{\xi_{1B}^2}, \tag{8}$$

$$c_1 = \frac{\lambda_{cr}/q_B + \lambda_l + \lambda_d}{\lambda_{cr}/q_A + \lambda_l + \lambda_d}.$$

Permeanța de calcul a crestăturii (λ_{cr}), a capetelor de bobină (λ_l) și diferențială (λ_d) se calculează o singură dată, pentru înfășurarea principală.

Considerînd $q_A = 2q_B$ s-au calculat permeanțele specifice pentru diverse tipuri de motoare cu diferite geometrii transversale ale tolei, obținîndu-se prin raportare valori cuprinse între $c_1 = (1{,}1 \div 1{,}3)$. Cu bună aproximație se poate considera $c_1 = 1{,}2$.

În fine, dacă nu se ține seama de saturația circuitului magnetic se poate scrie:

$$X_{mB} = k^2 X_{mA}. \tag{9}$$

2. Calculul curenților

Avînd în vedere cele de mai sus se înlocuiesc parametrii schemei din figura 3 urmărind a se pune în evidență impedanța totală de intrare a înfășurării principale Z_A.

Se obține schema echivalentă din figura 4.

Notînd în continuare:

$$\bar{Z}_s = \left(\frac{1}{v} - \frac{v}{v}\right) R_{1A} + j(c-1)X_{1A}, \quad (10)$$

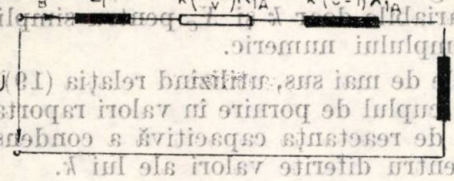


Fig. 4. Schemă echivalentă pentru înfășurarea de pornire.

se pot scrie direct expresiile curenților prin cele două înfășurări:

$$\bar{I}_B = \frac{\bar{U}}{\bar{Z}_c + k^2\bar{Z}_s + k^2\bar{Z}_A}, \quad (11)$$

$$\bar{I}_A = \frac{\bar{U}}{\bar{Z}_A}, \quad (12)$$

$$\bar{I}_P = \bar{I}_A + \bar{I}_B. \quad (13)$$

Corespunzător rezultă unghiul de defazaj între curenții celor două înfășurări ale motorului:

$$\alpha = \widehat{(\bar{I}_A, \bar{I}_B)} = \alpha_A - \alpha_B, \quad (14)$$

unde:

$$\alpha_A = \operatorname{arctg}\frac{Im(\bar{I}_A)}{Re(\bar{I}_A)}, \quad (14\,a)$$

$$\alpha_B = \operatorname{arctg}\frac{Im(\bar{I}_B)}{Re(\bar{I}_B)}. \quad (14\,b)$$

3. Motor bifazat simetric

Relația (11) mai poate fi scrisă și astfel:

$$\bar{I}_B = \frac{\frac{\bar{U}}{k}}{\frac{\bar{Z}_c}{k^2} + \bar{Z}_s + \bar{Z}_A}. \quad (15)$$

Sub această formă relația sugerează o schemă echivalentă celei din figura 1, în care se evidențiază un motor bifazat simetric (fig. 5), cu două faze egale ($\bar{Z}_A$) dispuse în cuadratură electrică una față de cealaltă.

Tensiunile care alimentează cele două faze ale motorului simetric sînt $\bar{U}$ și $\bar{U}_1$ (diferite ca amplitudine și fază). Sub această formă, motorul monofazat cu înfășurarea de pornire poate fi analizat (pentru $s = 1$) ca un motor bifazat simetric alimentat în regim nesimetric.

4. Calculul cuplului de pornire

Sistemul bifazat de tensiuni nesimetrice ($\bar{U}$, $\bar{U}_1$) alimentează motorul bifazat simetric din figura 5. Se calculează componentele simetrice ($\bar{U}_d$, $\bar{U}_i$) ale sistemului de tensiuni de mai sus:

$$\bar{U}_d = \frac{1}{2}(\bar{U} + j\bar{U}_1),$$
$$\bar{U}_i = \frac{1}{2}(\bar{U} - j\bar{U}_1). \quad (16)$$

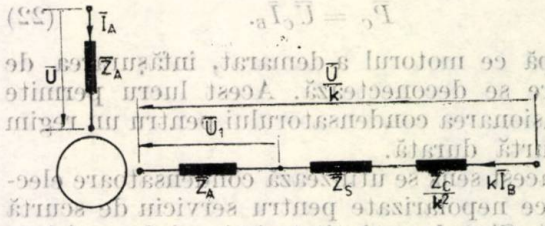


Fig. 5. Schema motorului bifazat simetric.

Luînd în considerație următoarele relații:

$$\bar{U}_d = \bar{Z}_{Ad}\bar{I}_d, \quad \bar{U}_i = \bar{Z}_{Ai}\bar{I}_i,$$
$$\bar{Z}_{Ad} = \bar{Z}_{Ai} = \bar{Z}_A, \quad (17)$$
$$\bar{U} = \bar{Z}_A\bar{I}_A, \quad \bar{U}_1 = \bar{Z}_A k\bar{I}_B,$$

sistemul (16) devine:

$$\bar{I}_d = \frac{1}{2}(\bar{I}_A + jk\bar{I}_B),$$
$$\bar{I}_i = \frac{1}{2}(\bar{I}_A - jk\bar{I}_B). \quad (18)$$

Sistemul simetric de curenți ($\bar{I}_d$) produce în întrefierul motorului un cîmp învîrtitor circular care dezvoltă asupra rotorului cuplul direct M_d. Analog, sistemul de curenți ($\bar{I}_i$) dezvoltă cuplul invers M_i.

Utilizînd relațiile (18), (12), (11) se calculează cuplul de pornire:

$$M_P = M_d - M_i = \frac{2}{\Omega_1} R'_2(I_d^2 - I_i^2), \quad (19)$$

unde:

$$I_d^2 = \bar{I}_d\bar{I}_d^*, \quad I_i^2 = \bar{I}_i\bar{I}_i^*, \quad (20)$$

$$R'_2 = Re(\bar{Z}_A) = R_{1A} = (0{,}9 \div 0{,}95)R'_{2A}.$$

Cu (*) s-a notat conjugatul complex al vectorului respectiv.

5. Calculul tensiunii și puterii la bornele condensatorului

În serie cu înfășurarea de pornire a motorului se leagă un condensator de demarare. Pentru alegerea corectă a condensatorului este necesar să se cunoască valoarea tensiunii la bornele sale în timpul lucrului, care poate fi mai mare decît tensiunea nominală a rețelei de alimentare. Din figura 1 rezultă :

$$\bar{U}_C = \bar{I}_B \bar{Z}_C, \tag{21}$$

iar puterea aparentă absorbită de condensator :

$$\bar{P}_C = \bar{U}_C \bar{I}_B. \tag{22}$$

După ce motorul a demarat, înfășurarea de pornire se deconectează. Acest lucru permite dimensionarea condensatorului pentru un regim de scurtă durată.

În acest sens se utilizează condensatoare electrolitice nepolarizate pentru serviciu de scurtă durată. Sînt de amintit trei tipuri de astfel de condensatoare intrate recent în fabricație la I.P.R.S. — Băneasa — București :

— EN 48.92 de 100 μF la 220 V c.a.
— EN 75.12 de 200 μF la 125 V c.a.
— EN 75.22 de 80 μF la 220 V c.a.

Aceste condensatoare au tangenta unghiului de pierderi $\mathrm{tg}\delta \simeq 0{,}1$ și sînt garantate pentru un serviciu de 20 de conectări pe oră a cîte trei secunde fiecare.

6. Exemplu numeric

Se dă un motor monofazat cu putere $P_N = 1{,}1$ kW ; turația sincronă $n = 3\,000$ rot/min și tensiunea nominală $U_N = 220$ V. Înfășurarea principală a fost corect proiectată și repartizată pe două treimi din numărul crestăturilor avînd următorii parametri : $W_{1A} = 240$ spire ; $a_A = 3$; $d_A = 0{,}71$ mm ; $R_{1A} = 1{,}92\Omega$; $X_{1A} = 2{,}34\Omega$; $R'_{2A} = 1{,}62\Omega$; $X'_{2A} = 1{,}2\Omega$; $X_{mA} = 32\Omega$; $I_N = 9{,}94$ A ; $\cos\varphi_N = 0{,}757$; $\eta_N = 66{,}46\,\%$.

Parametrii de mai sus au fost obținuți prin măsurare, cu excepția reactanțelor care s-au calculat.

Cunoscînd cuplul de pornire și curentul de pornire ca valori limită impuse ($m_P = 1{,}8$; $i_P = 4{,}7$) se cere să se dimensioneze înfășurarea de pornire și să se stabilească capacitatea condensatorului respectînd condițiile de pornire cerute. Trebuie determinate, în consecință, valorile lui k, v, și X_C considerate ca variabile.

Ținînd seama că înfășurarea de pornire se deconectează imediat după demarare, se pot admite aici densități de curent de circa 5—8 ori mai mari decît în înfășurarea principală, ceea ce presupune considerarea valorilor subunitare pentru variabila v. De asemenea, din analiza efectuată s-a constatat că v are influență mică asupra parametrilor de pornire, motiv pentru care se alege inițial valoarea $v = 0{,}45$ considerînd ca variabile doar k și X_C pentru simplificarea exemplului numeric.

Cu datele de mai sus, utilizînd relația (19) se calculează cuplul de pornire în valori raportate în funcție de reactanța capacitivă a condensatorului, pentru diferite valori ale lui k.

Figura 6 prezintă rezultatele pentru valori ale lui k cuprinse între $k = 0{,}7 \div 1{,}5$.

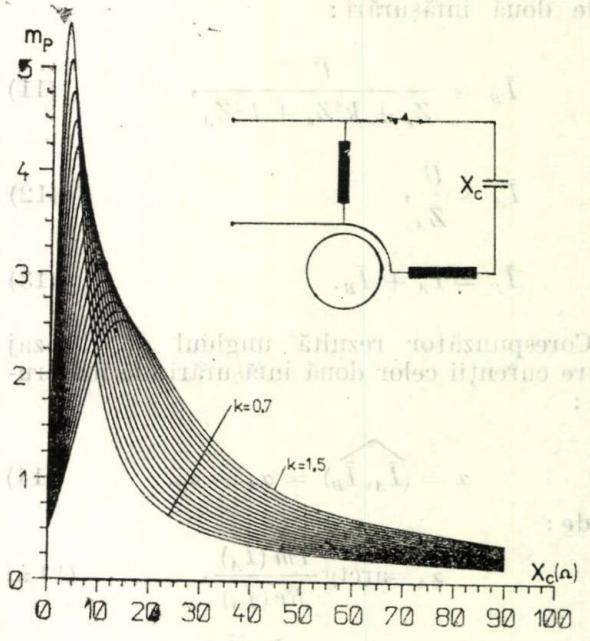


Fig. 6. Cuplul de pornire raportat.

Calculele au fost făcute în limbaj FORTRAN pe un calculator FELIX C—512, iar trasarea curbelor s-a efectuat pe un periferic al acestuia de tip DIGIGRAF 1612 (Anexa 1).

Din figura 6 se poate constata cum, utilizînd un condensator de capacitate mai mică, se pot obține aceleași valori ale cuplului de pornire, dar cu un consum suplimentar de cupru în înfășurarea de pornire. Se aleg valorile $k = 1{,}25$ și $X_C = 20\Omega$ (C = 160 μF) ținînd seama de mărimea impusă ($m_P = 1{,}8$). Din (2) rezultă imediat numărul de spire ale înfășurării de pornire ($W_B = 260$ spire). Se calculează în continuare și diametrul conductorului de cupru :

$$d_B = \sqrt{\frac{a_A d_A^2 W_A v}{a_B W_B}}. \tag{23}$$

Cu datele stabilite anterior rezultă $d_B = 0{,}8$ mm ; $a_B = 1$.

Relaţiile (11 ÷ 13) permit calculul curenţilor $\bar{I}_A$, $\bar{I}_B$ şi a curentului total de pornire $\bar{I}_P$.

În figura 7 se reprezintă, în valori absolute raportate, curentul total (i_P) şi curentul prin înfăşurarea de pornire (i_B) în funcţie de reactanţa capacitivă pentru diferite valori ale lui k. Se constată că alegerile făcute anterior ($k = 1{,}25$ şi $X_C = 20\Omega$) respectă şi condiţia impusă curentului de pornire ($i_P = 4{,}7$).

Figurile 8 şi 9 reprezintă tensiunea la bornele condensatorului, respectiv puterea aparentă calculată cu relaţiile (21), (22) funcţie de reactanţa capacitivă a condensatorului, avînd ca parametru pe k.

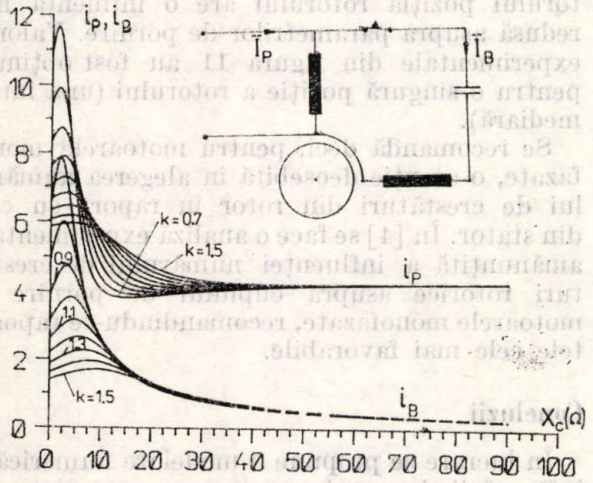


Fig. 7. Curentul de pornire în valori raportate.

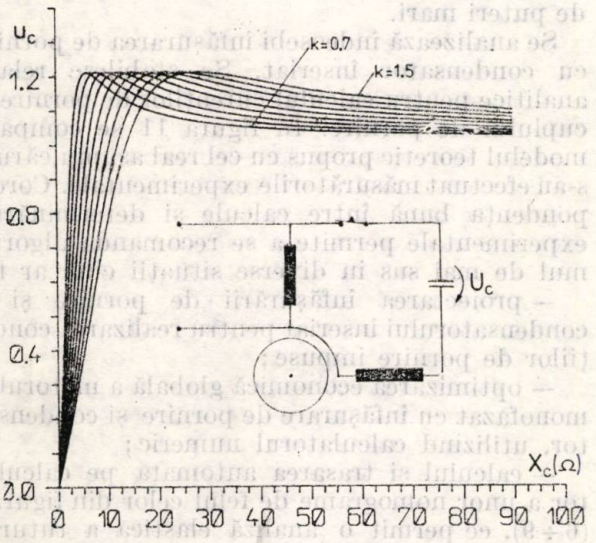


Fig. 8. Tensiunea la bornele condensatorului.

Aceste rezultate sînt utile pentru stabilirea celorlalte caracteristici ale condensatorului (tensiunea nominală, durata de acţionare, frecvenţa conectărilor). Dacă puterea condensatorului ales este mai mică decît cea rezultată din calcule (22), figura 9 este necesar a se reduce corespunzător fie frecvenţa conectărilor, fie durata lor.

Relaţia (14) dă unghiul de defazaj între curenţii celor două înfăşurări. Funcţie de acest unghi de defazaj se reprezintă în figura 10 cuplul de pornire avînd ca parametru factorul k. Se observă că valorile maxime ale cuplului s-au obţinut pentru un unghi de defazaj $\alpha < \frac{\pi}{2}$, la cîmp magnetic eliptic.

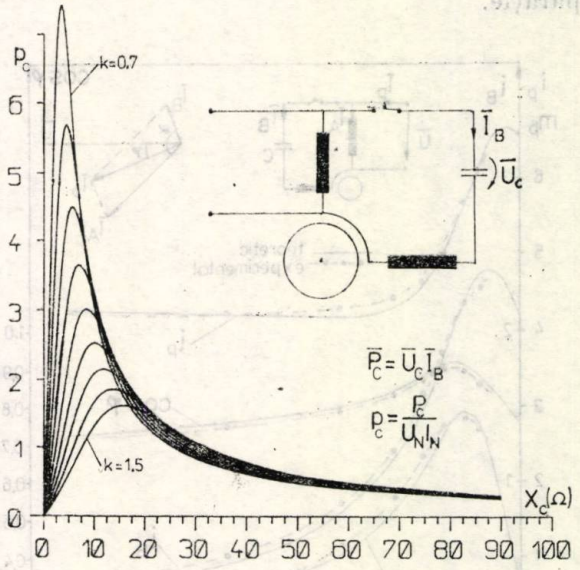


Fig. 9. Puterea aparentă absorbită de condensator în valori raportate.

Acest unghi de defazaj (α^*), corespunzător cuplului de pornire maxim, se determină [3] cu relaţia $\alpha^* = \frac{\pi}{4} + \frac{\alpha_A}{2}$. Din (14 a) rezultă

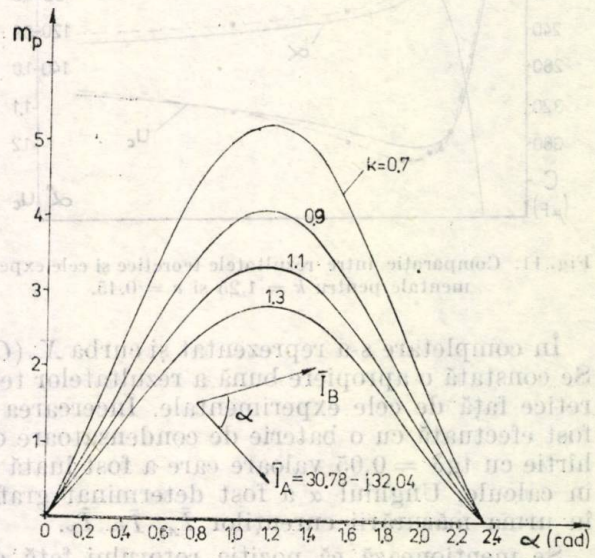


Fig. 10. Variaţia cuplului de pornire funcţie de defazajul curenţilor din cele două înfăşurări.

$\alpha_A = 0{,}805$ astfel încît rezultă $\alpha^* = 1{,}187$. Se constată că α^* depinde numai de înfășurarea principală, nefiind afectat de nesimetria înfășurării de pornire.

7. Verificări experimentale

Cu datele stabilite în exemplul numeric din capitolul 6 s-a executat un model experimental pentru verificarea rezultatelor. Măsurătorile efectuate s-au comparat cu rezultatele obținute prin calcul. Figura 11 prezintă această comparație.

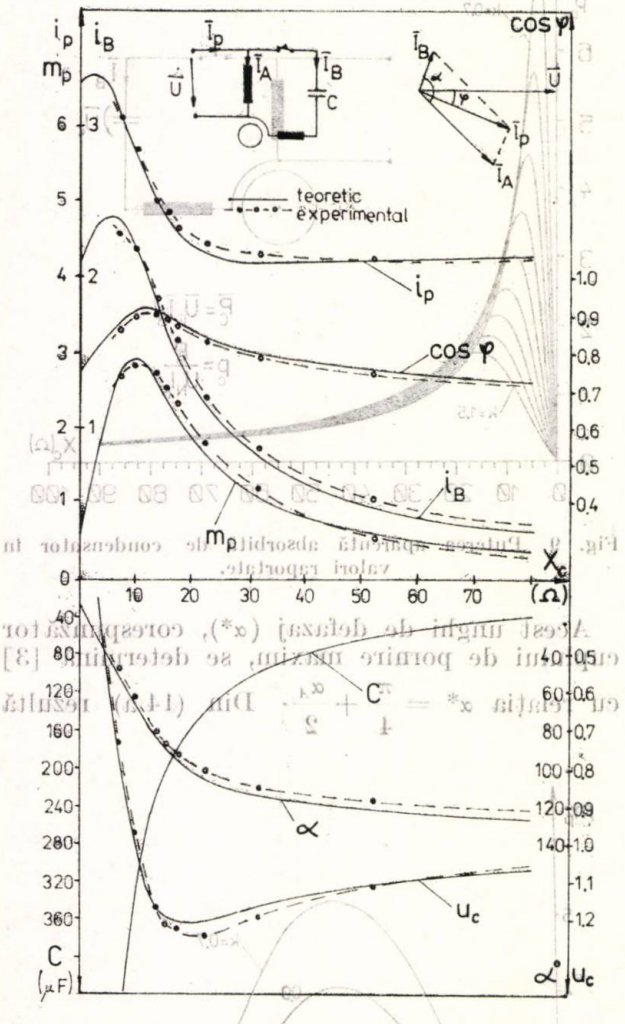


Fig. 11. Comparație între rezultatele teoretice și cele experimentale pentru $k = 1{,}25$ și $v = 0{,}45$.

În completare s-a reprezentat și curba $X_C(C)$. Se constată o apropiere bună a rezultatelor teoretice față de cele experimentale. Încercarea a fost efectuată cu o baterie de condensatoare cu hîrtie cu $\mathrm{tg}\delta = 0{,}05$ valoare care a fost luată și în calcule. Unghiul α a fost determinat grafic în urma măsurării curenților $\bar{I}_A$, $\bar{I}_B$, $\bar{I}_P$.

Se menționează că poziția rotorului față de stator are o influență deosebită asupra cuplului de pornire și curentului de pornire atunci cînd raportul numerelor de crestături din stator și rotor nu este cel corespunzător [4]. Înclinarea barelor rotorice reduce această influență, dar nu în întregime.

Pentru modelul experimental s-au utilizat tole folosite la motoarele trifazate existente în fabricație. Din punctul de vedere al numărului de crestături acestea nu au fost printre cele recomandate de [4] pentru motoare monofazate. În consecință s-a putut constata influența amintită mai sus. De pildă, pentru $C = 200\ \mu F$, în funcție de poziția rotorului s-au măsurat valori cuprinse între $m_p = 2{,}3 \div 2{,}65$; $i_p = 4{,}75 \div 4{,}9$. Pentru valori mai mici ale capacității condensatorului poziția rotorului are o influență mai redusă asupra parametrilor de pornire. Valorile experimentale din figura 11 au fost obținute pentru o singură poziție a rotorului (una intermediară).

Se recomandă deci, pentru motoarele monofazate, o atenție deosebită în alegerea numărului de crestături din rotor în raport cu cele din stator. În [4] se face o analiză experimentală amănunțită a influenței numărului de crestături rotorice asupra cuplului de pornire la motoarele monofazate, recomandîndu-se rapoartele cele mai favorabile.

Concluzii

În lucrare se propune o modelare numerică a înfășurării de pornire care poate completa un program de proiectare integrală a motoarelor de inducție monofazate cu înfășurare de pornire, de puteri mari.

Se analizează îndeosebi înfășurarea de pornire cu condensator înseriat. Se stabilesc relații analitice pentru calculul curenților de pornire și cuplului de pornire. În figura 11 se compară modelul teoretic propus cu cel real asupra căruia s-au efectuat măsurătorile experimentale. Corespondența bună între calcule și determinările experimentale permite a se recomanda algoritmul de mai sus în diverse situații cum ar fi:

— proiectarea înfășurării de pornire și a condensatorului înseriat pentru realizarea condițiilor de pornire impuse;

— optimizarea economică globală a motorului monofazat cu înfășurare de pornire și condensator, utilizînd calculatorul numeric;

— calculul și trasarea automată pe calculator a unor nomograme de felul celor din figurile (6 ÷ 9), ce permit o analiză elastică a tuturor rezervelor pe care le prezintă motorul analizat din punctul de vedere al condițiilor de pornire;

— analiza pornirii motorului monofazat cu înfășurare de pornire pentru diverse caractere ale impedanței exterioare $\bar{Z}_C$;

— analiza influenței pe care o au ceilalți parametri asupra pornirii (de ex.: influența îmbătrînirii condensatorului electrolitic, influ-

enţa parametrilor înfăşurării principale sau ai rotorului).

ANEXA 1

Prelucrarea grafică automată a rezultatelor

Aparatul DIGIGRAF 1612 are un bloc de comandă EC7054 prevăzut cu un cititor de bandă perforată, de tip FS 1501.

Masa de lucru are dimensiunile 1 600 mm × × 1 200 mm, iar capul de imprimare asigură comanda independentă a patru vîrfuri de scriere (de grosimi sau culori diferite). Prin combinarea mişcărilor după două direcţii se poate descrie orice curbă.

Aparatul este conceput să lucreze alături de calculator de capacitate mare şi destinat să fie folosit în desenul tehnic automat (reprezentări de vederi şi secţiuni ale unor subansamble sau repere), reprezentarea unor funcţii date analitic sau prin puncte, precum şi în orice prelucrare grafică a unor rezultate numerice.

Viteza de scriere maximă este de 100 mm/s, iar precizia grafică de ordinul a 0,05 mm. Trasează la alegere linie continuă, întreruptă sau punctată. Posedă scrierea tehnică cu caractere latine, chirilice şi greceşti. Acestea sînt numai cîteva din posibilităţile oferite.

Programarea sa [5] este deosebit de simplă (orientată după FORTRAN IV), toate instrucţiunile fiind de tip CALL. Are o bibliotecă de subprograme OKP/OS de unde se apelează subprogramul necesar (în cazul reprezentării unor curbe se apelează diferite subprograme de interpolare generală).

În programul FORTRAN principal de calcul se intercalează instrucţiunile CALL respective care declanşează perforatorul de bandă (tip DT 105 S) transferînd, sub formă de tablouri unidimensionale, pe bandă perforată, rezultatele care urmează a fi prelucrate grafic. Rezultatele numerice pot fi obţinute în paralel şi la imprimantă pe listing. În final, banda perforată se introduce în DIGIGRAF pentru trasarea automată a curbelor.

În acest mod au fost obţinute curbele din figurile 6 ÷ 9. Trasarea axelor, gradarea şi scrierea lor s-a făcut, de asemenea, automat. Aparatul DIGIGRAF 1612 are şi posibilitatea lucrului în conexiune directă cu calculatorul (fără intermediul benzii perforate).

ANEXA 2

Caracterul impedanţei $\bar{Z}_c$

Se ştie că impedanţa $\bar{Z}_c$ se înseriază cu înfăşurarea de pornire pentru a creea un defazaj în timp între curenţii ($\bar{I}_A$, $\bar{I}_B$). Caracterul acestei impedanţe poate fi rezistiv, inductiv, capacitiv sau complex.

De exemplu, pentru $\bar{Z}_c = R$ în figura 12 a s-au reprezentat cuplul de pornire m_p şi curentul de pornire i_p în funcţie de R pentru diverse valori ale lui k, utilizînd relaţiile stabilite mai sus, cu datele din capitolul 6.

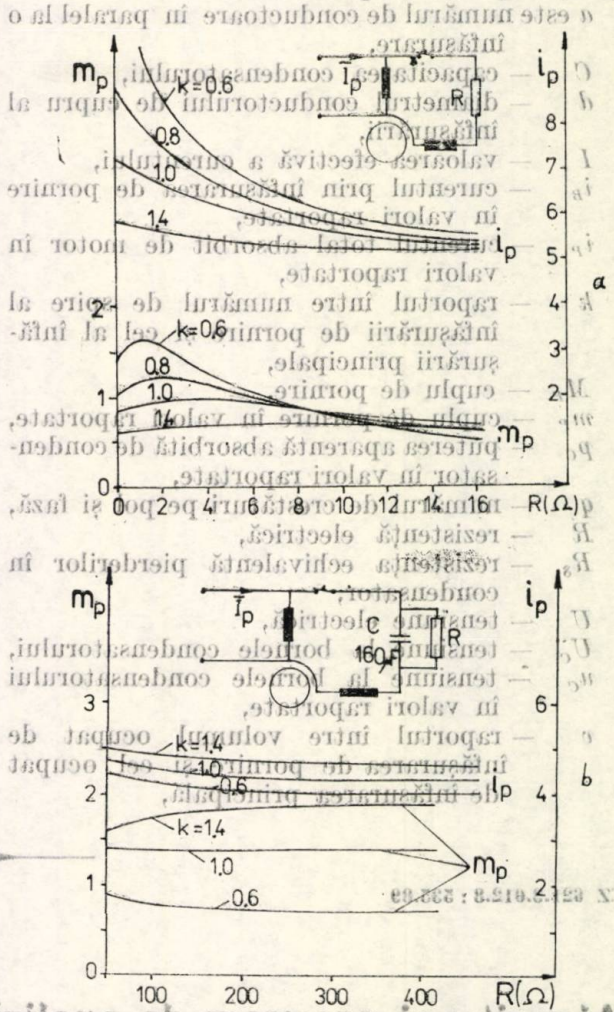


Fig. 12. Cuplul şi curentul de pornire în valori raportate funcţie de caracterul impedanţei exterioare.

Se constată obţinerea unor cupluri de pornire relativ mari dar, pe seama creşterii curentului de pornire. Această metodă de pornire este întîlnită în cazul motoarelor monofazate de puteri mici [6], cînd nu se cer cupluri de pornire mari. În aceste cazuri de cele mai multe ori, pentru a mări rezistenţa electrică a circuitului înfăşurării de pornire se adaugă aici spire neinductive.

În figura 12 b se poate urmări efectul unei rezistenţe R de valoare mare legată în paralel cu condesatorul C. La puteri mari, aceasta ar fi o măsură de securitate (pentru descărcarea condesatorului după deconectarea înfăşurării de pornire). Datele de intrare sînt cele din capitolul 6, iar valoarea condensatorului $C = 160\ \mu F$. Dacă $R > 400\ \Omega$, se constată că nu se mai simte practic prezenţa rezistenţei.

NOTAȚII UTILIZATE

Indicii *1* și *2* se referă la stator, respectiv la rotor.

Indicii *A* și *B* se referă la înfășurarea principală, respectiv de pornire.

a este numărul de conductoare în paralel la o înfășurare,
C — capacitatea condensatorului,
d — diametrul conductorului de cupru al înfășurării,
I — valoarea efectivă a curentului,
i_B — curentul prin înfășurarea de pornire în valori raportate,
i_P — curentul total absorbit de motor în valori raportate,
k — raportul între numărul de spire al înfășurării de pornire și cel al înfășurării principale,
M_P — cuplu de pornire,
m_P — cuplu de pornire în valori raportate,
p_C — puterea aparentă absorbită de condensator în valori raportate,
q — numărul de crestături pe pol și fază,
R — rezistență electrică,
R_δ — rezistența echivalentă pierderilor în condensator,
U — tensiune electrică,
U_C — tensiune la bornele condensatorului,
u_C — tensiune la bornele condensatorului în valori raportate,
v — raportul între volumul ocupat de înfășurarea de pornire și cel ocupat de înfășurarea principală,
W — numărul de spire,
X — reactanță de dispersie,
X_C — reactanța condensatorului,
X_m — reactanța de magnetizare (utilă),
Z — impedanța de intrare,
Z_C — impedanța exterioară,
Z_s — impedeanța de corecție,
λ — permeanța specifică,
δ — unghiul de pierderi al condensatorului,
ξ — factor de înfășurare,
$Im(\bar{I})$, $Re(\bar{I})$ — partea imaginară, respectiv reală a mărimii complexe ($\bar{I}$).

Pentru mărimile raportate s-au utilizat tensiunea nominală de alimentare (U_N), curentul nominal prin înfășurarea principală (I_N) și cuplul nominal (M_N).

Bibliografie

[1] *Dordea, T.* Mașini electrice, Editura didactică și pedagogică, București, 1970.

[2] *Benko, Sandor, Rajki, Imre.* Indítókondenzátoros aszinkron motorok indítási viszonyainak viszgálata digitális számológépen. In: Elektrotechnika, R.P.U., 62, nr. 9, sep. 1969, p. 331–338.

[3] *Richter, Rudolf.* Mașini electrice, vol. IV, Editura tehnică, București, 1960.

[4] *Pashinskaya, N., Certok, B. N.* Vlbor sootnoșenii cisel pazov statora i rotora odnofaznlh asinhronlhdvigatelei. In: Elektrotehnika, URSS, nr. 7, 1979, p. 15–19.

[5] * * * OKP/OS — Allgemeines zeichenprogramm DIGIGRAF D3G.1, PRAGA, april 1978.

[6] *McCormick, M.* ș.a. Design of auxiliary phase windings for resistance-start split-phase fractional-horsepower induction motors. In: PROC. IEE, Vol. **118**, no. 12, dec. 1971, p. 1755–1758.

CZ 621.3.012.8 : 535.89

CIRCUITE REZISTIVE NELINIARE
SURSE COMANDATE
ANALIZA HIBRIDĂ

Algoritm și program de analiză a circuitelor electrice rezistive neliniare complexe

MIHAI IORDACHE, MIRCEA GEORGESCU, NICOLAE VOICU* — BUCUREȘTI

Introducere

În lucrare se prezintă un algoritm și un program de analiză a circuitelor electrice rezistive neliniare complexe, bazate pe metoda de analiză hibridă a acestor circuite, expusă în [1].

Circuitul analizat, conex sau nu, poate conține: atît rezistoare neliniare controlate în tensiune (c.u.), cît și rezistoare neliniare controlate în curent (c.i.), toate cele patru tipuri de surse comandate diport liniare sau neliniare, surse ideale independente de tensiune (curent), (SIIT (SIIC)), constante sau variabile în timp, rezistoare liniare, nulori, giratoare, amplificatoare operaționale și elemente multipol sau multiport de circuit care au o schemă echivalentă cu elemente de circuit dipolare și surse comandate diport.

Caracteristicile $i-u$ ($u-i$) ale rezistoarelor neliniare c.u. (c.i.) se aproximează prin segmente de dreaptă. Aproximarea caracteristicilor elementelor neliniare de circuit prin segmente de dreaptă este cea mai simplă și, în același timp, cea mai folosită metodă de interpolare. Dacă numărul punctelor determinate experimental al caracteristicilor elementelor neliniare este redus și se dorește o aproximare mai exactă a acestora, se poate utiliza, pentru „îndesirea" punctelor experimentale, o metodă de interpolare mai exactă ca: metoda funcțiilor

* Dr. ing. *Iordache, M.*, ing. *Georgescu, M.*, ing. *Voicu, N.* — Institutul politehnic — București.

spline [2], metoda funcțiilor rampă rotunjite [3], sau metoda de interpolare bazată pe proceduri locale [4].

Metoda de analiză hibridă a circuitelor electrice rezistive neliniare [1], permite, prin forma ecuațiilor obținute, utilizarea oricărui algoritm de rezolvare [1, 2, 5] a ecuațiilor algebrice neliniare ce guvernează circuitul.

Algoritmii cei mai adecvați pentru rezolvarea sistemului de ecuații algebrice neliniare independente, obținut prin metoda hibridă de analiză, în cazul în care caracteristicile elementelor neliniare sînt liniarizate pe porțiuni, sînt : algoritmul Newton-Raphson [5], algoritmul Katzenelson [5] și algoritmul combinatorial [5], pentru cazul cînd circuitul studiat are soluții multiple.

Programul de calcul este astfel conceput încît permite schimbarea subrutinei care rezolvă sistemul algebric neliniar de ecuații cu aceea care folosește algoritmul de rezolvare pe care utilizatorul îl consideră cel mai propice naturii caracteristicilor rezistoarelor neliniare conținute în structura circuitului analizat. Dialogul utilizator-calculator este simplu, natural, astfel încît programul propus poate fi folosit cu succes și de cei neinițiați în analiza circuitelor electrice complexe.

1. Descrierea algoritmului

Pentru reducerea timpului de calcul în analiza circuitelor electrice neliniare este necesar ca partea liniară a circuitului să fie separată de cea neliniară [1, 5]. Această separare conduce la calculul o singură dată, la începutul procesului de iterație, a anumitor părți din ecuațiile circuitului, părți care depind în exclusivitate de parametrii elementelor liniare de circuit.

Sursele comandate (inclusiv cele din schemele echivalente ale : giratoarelor, invertoarelor de curent sau de tensiune, amplificatoarelor operaționale și elementelor multipol sau multiport de circuit) sînt simulate prin scheme echivalente formate numai din rezistoare liniare sau neliniare care au structuri topologice diferite în raport cu curentul și în raport cu tensiunea [1, 2]. Ca urmare, pentru formularea sistematică a ecuațiilor, se asociază circuitului analizat două grafuri : unul de curent G^I, pentru scrierea primei teoreme a lui Kirchhoff și altul de tensiune G^U, pentru formularea teoremei a doua a lui Kirchhoff [1, 2].

Deoarece, conform definiției [2, 6], arborele normal comun (ANC) (arborescența normală comună (ARNC), pentru circuitele neconexe) trebuie să conțină anumite tipuri de elemente de circuit, elementele circuitului se împart în cinci tipuri, numerotate : 1, 2, 3, 4 și 5.

Tipul 1 de elemente conține sursele ideale de tensiune independente (SIIT-E), laturile comandate E_c ale surselor de tensiune comandate și laturile de comandă J_C ale sursele de curent comandate în curent. În structura elementelor de tipul 2 intră rezistoarele neliniare c.u. (R_u), tipul 3 conține rezistoarele liniare (R), tipul 4 cuprinde rezistoarele neliniare c.i. (R_i), iar în mulțimea elementelor de tipul 5 sînt incluse : sursele ideale independente de curent (SIIC—J), laturile de comandă E_C ale surselor de tensiune comandate în tensiune și laturile comandante J_c ale surselor de curent comandate.

Pentru că, sursele comandate sînt echivalente cu rezistoare liniare sau neliniare, ce ocupă poziții diferite în cele două grafuri G^I și G^U, după determinarea ANC (ARNC) aceste rezistoare se includ în mulțimea elementelor de tipul 3, dacă sînt liniare, în mulțimea elementelor de tipul 2, dacă sînt neliniare c.u. și în cea a elementelor de tipul 4, dacă sînt neliniare c.i.

Pentru a facilita introducerea datelor pe calculator, laturilor comandate și de comandă ale celor patru tipuri de surse comandate diport li se asociază numerele din tabelul 1.

Tabelul 1

Tipul sursei comandate	Laturile sursei comandate	
	comandate	de comandă
Sursă de tensiune comandată în curent, $\hat{e}_c(i_C)$	10—29	100—119
Sursă de tensiune comandată în tensiune, $\hat{e}_c(u_C)$	30—49	300—319
Sursă de curent comandată în tensiune, $\hat{j}_c(u_C)$	50—69	500—519
Sursă de curent comandată în curent, $\hat{j}_c(i_C)$	70—89	700—719

Este de la sine înțeles că dacă latura comandată a sursei $\hat{e}_c(i_C)$ are ca tip, de exemplu, numărul 15, latura de comandă va avea, ca tip, numărul 115. Deci, numerele atașate, ca tip, laturilor de comandă ale surselor comandate sînt mai mari cu o sută decît cele atașate laturilor comandate.

Pasul 1. Se determină un ANC (o ARNC, dacă circuitul analizat este neconex) și matricele incidențelor esențiale (MIE) Λ, β corespunzătoare ANC (ARNC) în grafurile G^I, G^U. ANC (ARNC) și MIE se determină cu metoda prezentată în [6], metodă ce verifică și condițiile din teorema de existență a ANC (ARNC),indicînd de fiecare dată, printr-un mesaj, ce anume cerințe nu sînt satisfăcute. MIE sînt astfel determinate încît prima coloană a acestor matrice (începînd cu elementul al doilea) repre

zintă ordinea, dată inițial, laturilor ramuri (din arbore), iar prima linie (începînd cu elementul al doilea) ordinea laturilor coarde (din coarbore).

Pasul 2. Se calculează matricea hibridă H corespunzătoare părții liniare a circuitului. Matricea H are, conform [1], expresia:

$$H = \begin{bmatrix} H_{aa} & H_{ac} \\ H_{ca} & H_{cc} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

unde:

$$H_{aa} = -\Lambda_{RuR} R^{-1} \beta_{RuR}^T \in \mathbb{R}^{n_{Rua} \times n_{Rua}}, \quad (2\,a)$$

$$H_{ac} = -\Lambda_{RuRi} + \Lambda_{RuR} R^{-1} \beta_{RR}^T R_a \Lambda_{RRi} \in \mathbb{R}^{n_{Rua} \times n_{Ric}}, \quad (2\,b)$$

$$H_{ca} = \beta_{RuRi}^T + \beta_{RRi}^T G^{-1} \Lambda_{RR} G_c \beta_{RuR}^T \in \mathbb{R}^{n_{Ric} \times n_{Rua}}, \quad (2\,c)$$

$$H_{cc} = -\beta_{RRi}^T G^{-1} \Lambda_{RRi} \in \mathbb{R}^{n_{Ric} \times n_{Ric}}, \quad (2\,d)$$

în care:

$$R = R_c + \beta_{RR}^T R_a \Lambda_{RR} \in \mathbb{R}^{n_{Rc} \times n_{Rc}}, \quad (3\,a)$$

$$G = G_a + \Lambda_{RR} G_c \beta_{RR}^T \in \mathbb{R}^{n_{Ra} \times n_{Ra}}, \quad (3\,b)$$

n_{Rua} (n_{Ra}) și n_{Ric} (n_{Rc}) reprezintă numărul rezistoarelor neliniare c.u. (liniare) ramuri și, respectiv, numărul rezistoarelor neliniare c.i. (liniare) coarde. Celelalte mărimi din relațiile (2) și (3) au semnificațiile prezentate în [1].

Matricele inverse G^{-1} și R^{-1} satisfac relațiile:

$$G^{-1} = R_a - R_a \Lambda_{RR} R^{-1} \beta_{RR}^T R_a \quad (4\,a)$$

$$R^{-1} = G_c - G_c \beta_{RR}^T G^{-1} \Lambda_{RR} G_c, \quad (4\,b)$$

astfel încît este necesar calculul unei singure inverse a lui G sau a lui R (de preferat cea care are dimensiunea cea mai mică), cealaltă inversă determinîndu-se, după caz, cu una din relațiile (4).

Pasul 3. Se calculează vectorii sursă S_a și S_c [1, 7], cu relațiile:

$$S_a = \Lambda_{RuR} R^{-1} \beta_{ER}^T u_E + (-\Lambda_{RuJ} + \Lambda_{RuR} R^{-1} \beta_{RR}^T R_a \Lambda_{RJ}) i_J \in \mathbb{R}^{n_{Rua}}, \quad (5\,a)$$

$$S_c = (\beta_{ERi}^T - \beta_{RRi}^T G^{-1} \Lambda_{RR} G_c \beta_{ER}^T) u_E - \beta_{RRi}^T G^{-1} \Lambda_{RJ} i_J \in \mathbb{R}^{n_{Ric}}, \quad (5\,b)$$

unde, de exemplu, $u_E \in \mathbb{R}^{n_E}$ ($i_J \in \mathbb{R}^{n_J}$) este vectorul tensiunilor (curenților) SIIT (SIIC).

În cazul în care circuitul conține bucle independente de tipul $E-R_u-E_c-J_C$ și suprafețe de secțiune independente de tipul $R_i-J-J_c-E_C$, [7], forma matricei H și a vectorilor S_a și S_c se modifică corespunzător. În acest caz nu se mai pot considera ca variabile independente vectorul tensiunilor rezistoarelor neliniare c.u. ramuri și vectorul curenților rezistoarelor neliniare c.i. coarde, ci ca variabile independente trebuie considerate tensiunile tuturor rezistoarelor neliniare c.u. și curenții tuturor rezistoarelor neliniare c.i. Evident, prezența buclelor de tipul $E-R_u-E_c-J_C$ și a suprafețelor de secțiune de tipul $R_i-J-J_c-E_C$ complică mult calculul mărimilor: H, S_a, S_c și implicit mărește tipul de calcul [7].

Pasul 4. Aproximînd caracteristicile $i-u$ ($u-i$) ale rezistoarelor neliniare c.u. (c.i) prin segmente de dreaptă se formează ecuațiile hibride [1, 5, 7], ale circuitului, corespunzătoare combinației de segmente s:

$$G_{ua}(s) \cdot u_{ua} + I_{ua}(s) + \Lambda_{RuRu}(G_{uc}(s) \cdot u_{uc} + I_{uc}(s)) - H_{aa} u_{ua} - H_{ac} i_{ic} - S_a = 0, \quad (6\,a)$$

$$-H_{ca} u_{ua} + R_{ic}(s) \cdot i_{ic} + E_{ic}(s) - \beta_{RiRi}^T (R_{ia}(s) \cdot i_{ia} + E_{ia}(s)) - H_{cc} i_{ic} - S_c = 0, \quad (6\,b)$$

$$i_{ia} = -\Lambda_{RiRi} i_{ic} - \Lambda_{RiJ} i_J, \quad (6\,c)$$

$$u_{uc} = \beta_{RuRu}^T u_{ua} + \beta_{ERu}^T u_E. \quad (6\,d)$$

Forma ecuațiilor (6) permite folosirea oricărei metode de iterație cunoscută în literatură [2, 5]. Conform algoritmului lui Newton-Raphson [2, 5], valorile variabilelor independente u_{ua} și i_{ic} la iterația $(k+1)$ au expresiile:

$$\begin{bmatrix} u_{ua}^{(k+1)} \\ i_{ic}^{(k+1)} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} [H_{aa} - G_{ua}(s^{(k)}) - \Lambda_{RuRu} G_{uc}(s^{(k)}) \beta_{RuRu}^T] H_{ac} \\ H_{ca} [H_{cc} - R_{ic}(s^{(k)}) - \beta_{RiRi}^T R_{ia}(s^{(k)}) \Lambda_{RiRi}] \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} S_a - \Lambda_{RuRu} G_{uc}(s^{(k)}) \beta_{ERu}^T u_E - I_{ua}(s^{(k)}) - \Lambda_{RuRu} I_{uc}(s^{(k)}) \\ S_c - \beta_{RiRi}^T R_{ia}(s^{(k)}) \Lambda_{RiJ} i_J - E_{ic}(s^{(k)}) + \beta_{RiRi}^T E_{ia}(s^{(k)}) \end{bmatrix}, \quad (7)$$

unde $s^{(k)}$ este acea combinație de segmente în care sînt satisfăcute relațiile:

$$E_{ua}^-(s^{(k)}) \leq u_{ua}^{(k)} \leq E_{ua}^+(s^{(k)}) \quad (8\,a)$$

$$I_{ic}^-(s^{(k)}) \leq i_{ic}^{(k)} \leq I_{ic}^+(s^{(k)}). \quad (8\,b)$$

Dacă se notează :

$$x = \begin{bmatrix} u_{ua} \\ i_{ic} \end{bmatrix}, \quad (9\text{ a})$$

$$y^{(k)} = \begin{bmatrix} S_a - \Lambda_{RuRu} G_{uc}(s^{(k)}) \beta^T_{ERu} u_E \\ S_c - \beta^T_{RiRi} R_{ia}(s^{(k)}) \Lambda_{RiJ} i_J \end{bmatrix}, \quad (9\text{ b})$$

$$A^{(k)} = \begin{bmatrix} [G_{ua}(s^{(k)}) + \Lambda_{RuRu} G_{uc}(s^{(k)}) \beta^T_{RuRu}] & -H_{ac} \\ -H_{ca}[R_{ic}(s^{(k)}) + \beta^T_{RiRu} R_{ia}(s^{(k)}) \Lambda_{RiRi} - H_{cc}] & \end{bmatrix}, \quad (9\text{ c})$$

$$W^{(k)} = \begin{bmatrix} I_{ua}(s^{(k)}) + \Lambda_{RuRu} I_{uc}(s^{(k)}) \\ E_{ic}(s^{(k)}) - \beta^T_{RiRi} E_{ia}(s^{(k)}) \end{bmatrix}, \quad (9\text{ d})$$

atunci ecuațiile (6) devin :

$$A^{(k)} x + W^{(k)} = y, \quad (10\text{ a})$$

$$x^-(s^{(k)}) \leqslant x \leqslant x^+(s^{(k)}), \quad (10\text{ b})$$

pentru combinația de segmente $s^{(k)}$.

Ecuațiile (10) împreună cu ecuațiile (6 c) și (6 d) permit aplicarea algoritmului lui Katzenelson [5], care va fi obiectul unei alte lucrări.

Se demonstrează simplu [1, 5, 7] că forma (6) a ecuațiilor hibride dă posibilitatea aplicării algoritmului combinatorial pentru cazul cînd circuitul studiat are soluții multiple.

Dacă sistemul de ecuații (6) se rezolvă cu metoda Newton-Raphson (metodă adoptată în prezenta lucrare), algoritmul de analiză a circuitelor electrice neliniare rezistive continuă, după cum urmează.

Pasul 5. Se aleg valori inițiale (de început) pentru variabilele independente u_{ua} și i_{ic}. Fie acestea : $u^{(0)}_{ua}$ și $i^{(0)}_{ic}$.

Pasul 6. Se calculează, cu relațiile (6 c) și (6 d), mărimile $i^{(0)}_{ia}$ și $u^{(0)}_{uc}$.

Pasul 7. Se determină mărimile : $G_{ua}(s^{(0)})$, $I_{ua}(s^{(0)})$, $G_{uc}(s^{(0)})$, $I_{uc}(s^{(0)})$, $R_{ia}(s^{(0)})$, $E_{ic}(s^{(0)})$, $R_{ic}(s^{(0)})$ și $E_{ic}(s^{(0)})$, corespunzătoare combinației de segmente $s^{(0)}$. Aceste mărimi se calculează printr-o procedură de căutare unidimensională în tablourile ordonate ale caracteristicilor neliniare respective.

Pasul 8. Cu sistemul de ecuații (7) se calculează valorile vectorului variabilelor independente, $u^{(1)}_{ua}$ și $i^{(1)}_{ic}$, corespunzătoare următoarei iterații.

Pasul 9. Se testează dacă :

$$\frac{\| x^{(1)} - x^{(0)} \|}{\| x^{(1)} \|} \leqslant \varepsilon, \quad (11)$$

unde : $x = [u^T_{ua}\ i^T_{ic}]^T$, $\| \cdot \|$ reprezintă, de exemplu, norma euclidiană, iar ε este valoarea erorii impuse.

Dacă relația (11) nu este satisfăcută, procesul se reia de la pasul 6, unde indicele superior se mărește cu o unitate. Altfel, ultima valoare a vectorului x reprezintă soluția exactă a sistemului (7) și se trece la pasul următor. Dacă procesul iterativ nu converge în numărul de iterații impus la începutul calculului se pornește cu alte valori de început $u^{(0)}_{ua}$ și $i^{(0)}_{ic}$ și procesul se reia de la pasul 6.

Pasul 10. Cu formulele expuse în [1, 7], se determină toate celelalte valori ale variabilelor circuitului analizat, în funcție de : vectorul variabilelor independente x, parametrii circuitului și vectorul mărimilor de intrare $z = [u^T_E\ i^T_J]^T$.

În cazul în care t.e.m. ale SIIT și curenții SIIC sînt variabili în timp, la pasul 1 se aleg : pasul în timp h și momentul inițial t_0 de la care începe analiza circuitul studiat ; iar după pasul 10 urmează pasul 11 în care se calculează $t_n = t_{n-1} + h$ (n fiind indicele momentului de timp curent, la început $n = 0$) și dacă t_n este mai mare decît limita superioară de variație a timpului, procesul de calcul se oprește, altfel se reia de la pasul 1.

2. Descrierea programului de calcul

Dimensiunile tablourilor folosite în program au fost luate în conformitate cu numărul de laturi și noduri pe care le poate avea circuitul studiat și în funcție de numărul rezistoarelor neliniare prezente în structura circuitului. În cazul prezentului program sînt admise : 50 de laturi, 20 de noduri și 10 rezistoare neliniare. Fiecare caracteristică $i-u$ ($u-i$) a rezistoarelor neliniare c.u. (c.i.) fiind aproximată prin cîte 20 de puncte.

Evident, dacă partiția de memorie a calculatorului, pusă la dispoziția utilizatorului, este mai mare decît 95 ko (memorie ocupată, în dublă precizie, de cel mai mare segment al prezentului program), dimensiunile tablourilor și implicit mărimea circuitului analizat vor crește corespunzător.

Programul de calcul este scris în limbaj FORTRAN și implementat pe calculatorul FELIX C—512.

Structura arborelui corespunzător celor 9 segmente este reprezentată în figura 1, iar în figura 2 este descrisă structura fiecărui segment cu subrutinele aferente și conexiunile dintre ele.

Segmentele S_2, S_6, S_7, S_8 și S_9 formează subprogramul ANMIE care determină, cu metoda prezentată în [6], grafurile G^I și G^U, ANC (ARNC) și MIEΛ, β. Subprogramul ANMIE este descris în detaliu în [8].

Segmentul S_1 cuprinde subrutinele:

— *PROGRAM PRINCIPAL* — citește 6 parte din datele de intrare și anume : numărul maxim de iterații *ITMAX*, numărul maxim de puncte *NPRN* prin care sînt aproximate carac-

teristicile rezistoarelor neliniare, numărul pașilor în timp NPT, pasul în timp XHT, coordonatele $e-t$ $(j-t)$ prin care sînt date t.e.m. (curenții) SIIT (SIIC) și coordonatele $i-u$

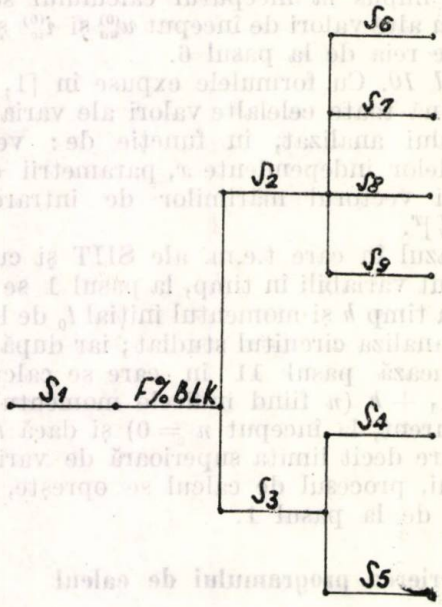


Fig. 1. Structura arborelui celor nouă segmente.

$(u-i)$, prin care sînt date caracteristicile rezistoarelor neliniare c.u. (c.i.). Fiecărei surse independente i se atribuie ca parametru, într-o ordine arbitrară (mai întîi SIIT și apoi SIIC), un număr de ordine începînd cu 1 pînă la numărul total de surse independente conținute de circuitul studiat. Se procedează similar cu toate rezistoarele neliniare ale circuitului. Coordonatele caracteristicilor surselor independente (rezistoarelor neliniare) sînt date în matricea $SEJ(RNN)$ care conține pe prima linie numărul de puncte prin care sînt date aceste caracteristici, iar pe coloane, începînd cu linia 2, sînt prezentate coordonatele, mai întîi abscisele și apoi ordonatele fiecărei caracteristici, în ordinea atribuită inițial, ca parametru, surselor independente (rezistoarelor neliniare).

Programul mai necesită ca date de intrare: numărul inițial NLI al laturilor circuitului, numărul nodurilor $NNOD$, numărul părților separate ale circuitului NPS și pentru fiecare latură: nodul inițial, nodul final, tipul și valoarea parametrului laturii respective. Aceste mărimi sînt citite de subprogramul ANMIE. Ordinea inițială a laturilor este arbitrară.

Observația 1

Deoarece pentru identificarea laturilor de comandă ale surselor comandate $\hat{e}_c(i_C)$ este necesară introducerea, pentru fiecare latură de comandă, a cîte unui nod suplimentar, nod ce nu mai apare în grafurile G^I și G^U, aceste noduri nu sînt cuprinse în numărul total de noduri ale circuitului.

Regula 1

Cele două noduri asociate porții de comandă a fiecărei surse comandate în curent se aleg astfel încît curentul de comandă să fie orientat către nodul laturii căreia îi aparține.

Regula 2

Sensul laturilor comandate ale surselor de tensiune comandate în curent sau în tensiune este identic cu sensul tensiunilor la bornele porții comandate.

În tabelul 2 se prezintă modul în care se asociază parametrii laturilor de comandă și coman-

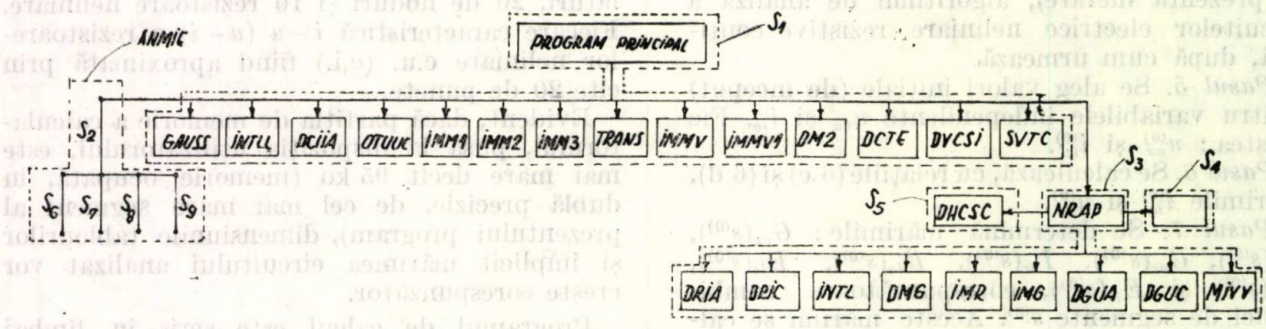


Fig. 2. Structura pe subrutine a segmentelor.

date ale celor patru tipuri de surse comandate diport:

— $INTLL$ — interpolează liniar o curbă dată prin puncte;

— $DCIIA$ — determină, cu formula (6 c), vectorul curenților rezistoarelor neliniare c.i. ramuri, i_{ia};

— $DTUUC$ — calculează, cu formula (6 d), vectorul u_{uc} al tensiunilor rezistoarelor neliniare c.u. coarde;

— $IMM1$ — înmulțește o matrice întreagă cu una reală;

— $IMM2$ — calculează produsul dintre o matrice reală și una întreagă;

— $IMM3$ — înmulțește două matrice reale;

Tabelul 2

Tipul sursei	Relaţia de definiţie	Parametrul asociat	
		Latura de comandă	Latura comandată
$\hat{e}_c(i_C)$	$e_c = R_{cC}\, i_C$	R_{cC}	R_{cC}
$\hat{e}_c(u_C)$	$e_c = A_{cC}\, u_C = R_c G_C u_C$	$G_C = 1S$	R_c
$\hat{j}_c(u_C)$	$j_c = G_{cC} u_C$	$1/G_{cC}$	$1/G_{cC}$
$\hat{j}_c(i_C)$	$j_c = B_{cC} i_C = G_c R_C i_C$	R_C	$G_c = 1S$

— *TRANS* — calculează transpusa unei matrice;

— *IMMV* — determină produsul dintre o matrice întreagă şi un vector real;

— *IMMV* — calculează produsul dintre o matrice reală şi un vector real;

— *DVCSI* — determină, la fiecare pas curent în timp, valorile corespunzătoare ale t.e.m. şi ale curenţilor SIIT şi respectiv SIIC;

— *DCTE* — calculează, cu formulele prezentate în [1, 7] curenţii: i_E, i_a, i_c şi tensiunile: u_a, u_e şi u_J;

— *SVTC* — tipăreşte tensiunile şi curenţii laturilor circuitului studiat;

— *DMR* — calculează matricea R, cu formula (3 a);

— *GAUSS* — rezolvă, prin algoritmul de eliminare Gauss, un sistem algebric liniar neomogen.

Segmentul S_3 formează şi rezolvă iterativ, cu algoritmul Newton-Raphson, sistemul algebric neliniar (7). El cuprinde subrutinele:

— *NRAP* — rezolvă propriu-zis sistemul algebric neliniar (7);

— *DMG* — determină cu formula (3 b) matricea G;

— *IMR* (*IMG*) — inversează matricea $R(G)$;

— *DGUA* (*DGUC*) — determină, la fiecare iteraţie, matrice $G_{ua}(G_{uc})$ şi vectorul $I_{ua}(I_{rc})$;

— *DRIC* (*DRIA*) — calculează valorile curente ale matricei R_{ic} (R_{ia}) şi ale vectorului $E_{ic}(E_{ia})$;

— *MIVV* — inversează o matrice pătrată nesingulară.

Segmentul S_4 calculează cu subrutina *DHASA* matricele H_{aa} şi H_{ac}, şi vectorul sursă S_a, iar segmentul S_5 determină cu subrutina *DHCSC* matricele H_{ca}, H_{cc} şi vectorul sursă S_c.

3. Exemplu

Fie circuitul rezistiv neliniar din figura 3. Circuitul conţine două rezistoare neliniare c.u. (rezistoarele 1 şi 3) şi un rezistor neliniar c.i. (rezistorul) 2. Valorile parametrilor elementelor de circuit sînt date în figura 3. Caracteristicile $i-u$ ($u-i$) ale rezistoarelor neliniare c.u. (c.i.) 1, 3 (2) sînt reprezentate în figura 4 a, respectiv 4 b (4 c). Datele de intrare sînt: numărul maxim de iteraţii, $ITMAX = 30$; numărul nodurilor, $NNOD = 9$; numărul paşilor în timp, $NPT = 1$; numărul părţilor separate, $NPS = 1$; numărul maxim de puncte prin care sînt aproximate caracteristicile rezistoarelor neliniare, $NPRN = 4$; pasul în timp, $XHT = 0.0$; numărul iniţial al laturilor, $NLI = 16$; descrierea laturilor circuitului prezentată în tabelul 3 şi valorile de început ale variabilelor independente: $X(1) = 7.$, $X(2) = -.5$ şi $X(3) = 1.5$.

Deoarece circuitul din figura 3 conţine o sursă de tensiune comandată în curent (sursa E_{13}), nodul suplimentar n_{10}, introdus pentru identificarea porţii de comandă în curent, nu se ia în consideraţie.

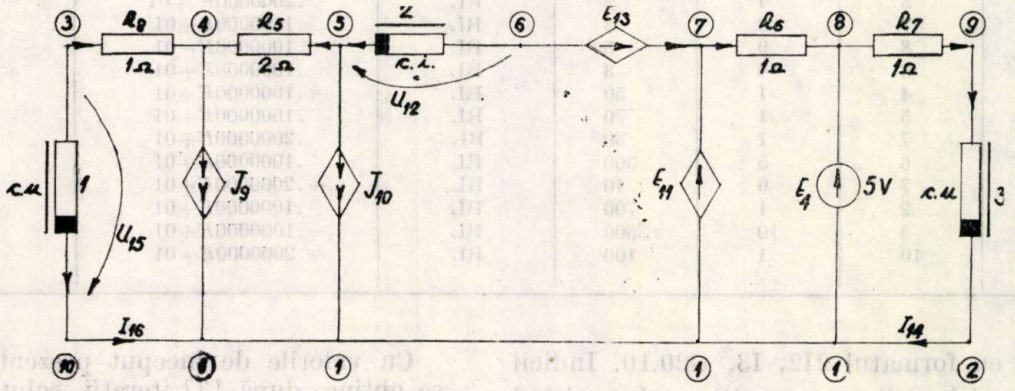


Fig. 3. Schema circuitului: $J_9 = G_{9,15}$; $G_{9,15} = -1\Omega^{-1}$; $J_{10} = B_{c9,1}; I_{11} = G_{10} R_{14} I_{14}$; $R_{14} = 1\Omega$; $G_{10} = 1S$; $E_{11} = A_{11,12} = R_{11} G_{12} U_{12}$; $R_{11} = 2\Omega$, $G_{12} = 1S$; $E_{13} = R_{13,16} I_{16}$; $R_{13,16} = -2\Omega$.

— *INTL* — interpolează prin segmente de dreaptă o curbă dată prin puncte, determinînd ordonata şi panta segmentului corespunzătoare valorii curente a variabilei independente;

ITMAX, *NPRN*, *NPT* şi *XHT* se citesc de pe aceeaşi cartelă cu formatul 3I3 şi respectiv

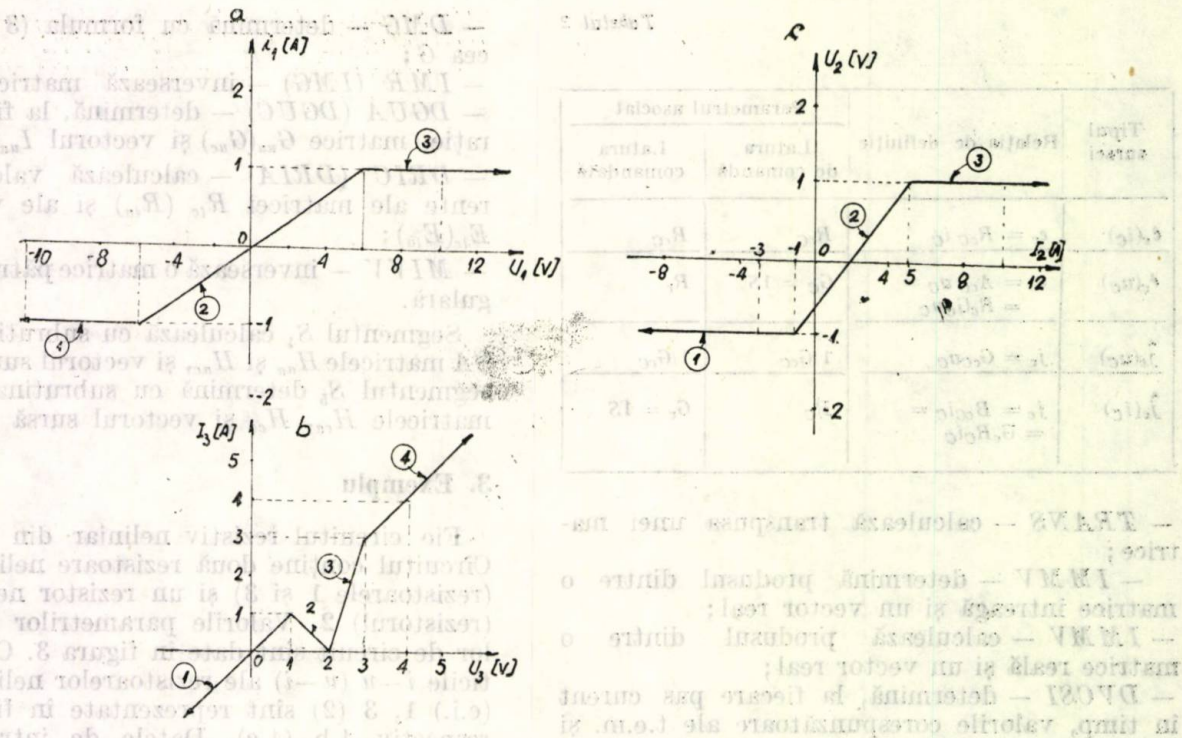


Fig. 4. Caracteristicile liniarizate pe porțiuni ale rezistoarelor neliniare : $a - I_1 = \hat{I}_1(U_1)$; $b - I_3 = \hat{I}_3(U_3)$; $c - U_2 = \hat{U}_2(I_2)$

G40.20, iar *NLI*, *NNOD* și *NPS* se citesc de pe o singură cartelă cu formatul 3I4. Mărimile de descriere a fiecărei laturi a circuitului (tabelul 3) se citesc cu formatul 2I2, I3, G20.10. Indicii de ordine ai laturilor nu se citesc, ei rezultînd implicit.

Structura *MIEA*, β corespunzătoare grafurilor G^I și G^U, este reprezentată în figura 5. Vectorul variabilelor independente este format din vectorul tensiunilor rezistoarelor neliniare c.u. $U_{ua} = [U_1 \; U_3]^T$ și vectorul curenților rezistoarelor neliniare c.i. $I_{ic} = I_2$, circuitul din figura 3 neavînd elemente în exces.

Tabelul 3

Nr. latură	Nodul inițial	Nodul final	Tipul	Simbol tip	Valoare parametru	Unitate de măsură
1	9	10	2	RCU	.1000000E+01	OHM
2	6	5	4	RIC	.2000000E+01	OHM
3	9	2	2	RCU	.3000000E+01	OHM
4	1	8	1	E	.5000000E+01	V
5	5	4	3	RL	.2000000E+01	OHM
6	7	8	3	RL	.1000000E+01	OHM
7	8	9	3	RL	.1000000E+01	OHM
8	3	4	3	RL	.1000000E+01	OHM
9	4	1	50	RL	−.1000000E+01	OHM
10	5	1	70	RL	.1000000E+01	OHM
11	7	1	30	RL	.2000000E+01	OHM
12	6	5	300	RL	.1000000E+01	OHM
13	7	6	10	RL	−.2000000E+01	OHM
14	2	1	700	RL	.1000000E+01	OHM
15	3	10	500	RL	−.1000000E+01	OHM
16	10	1	100	RL	−.2000000E+01	OHM

Cu valorile de început prezentate mai sus, se obține, după [3] iterații, soluția:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_3 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -.1500000E+00 \\ .2750000E+01 \\ .2375000E+01 \end{bmatrix}.$$

Timpul de calcul corespunzător analizei circuitului din figura 3 a fost de 31 secunde.

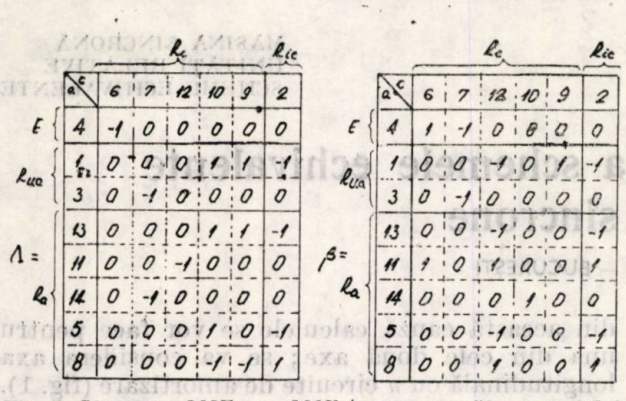


Fig. 5. Structura *MIE* : a — *MIE* Λ, corespunzătoare grafului G^I ; b — *MIE*β, corespunzătoare grafului G^U.

4. Concluzii

Algoritmul de analiză hibridă a circuitelor electrice rezistive neliniare, prezentat în lucrare, are un înalt grad de generalitate, în sensul că permite analiza circuitelor rezistive neliniare care pot conține : atît rezistoare neliniare c.u., cît și rezistoare neliniare c.i., toate cele patru tipuri de surse comandate diport, giratoare, invertoare de curent sau de tensiune, amplificatoare operaționale, elemente multipol sau multiport care au scheme echivalente cu elemente de circuit dipolare și surse comandate diport etc. Astfel de circuite sînt, de regulă, cele mai complexe circuite electrice rezistive neliniare existente în practică.

Programul de calcul este astfel conceput încît dialogul utilizator-calculator este simplu, natural ceea ce determină folosirea lui chiar de cei care nu lucrează curent în domeniul analizei circuitelor.

În urma testării programului pe un număr mare și variat, ca structură, de circuite rezistive neliniare, s-a constatat că timpul de calcul este redus în cazul în care valorile de început ale variabilelor independente satisfac condițiile de convergență ale algoritmului Newton-Raphson. Programul permite schimbarea anumitor subrutine cu altele pe care utilizatorul le consideră mai adecvate problemei studiate.

Separarea părții neliniare a circuitului studiat de cea liniară conduce la o economisire substanțială a timpului de calcul și în același timp la o reducere a memoriei utilizate pentru că anumite părți din structura ecuațiilor ce guvernează circuitul, care depind numai de elementele liniare și sursele independente, se calculează o singură dată la începutul procesului de iterație.

Bibliografie

[1] *Iordache, M.* A hybrid method for resistive nonlinear network analysis. In : Rev. Roum. Sci. Techn. Électrotechn. et Énerg., nr. 1, 1982. p. 27—39.

[2] *Iordache, M.* Contribuții la modelarea sistemelor neliniare în regim tranzitoriu. Teză de doctorat, IPB, 1977.

[3] *Lagelöf, O., Rolf, E.* Interpolation with rounded ramp function. In : Comm. of the ACM, vol. 17, nr. 8, aug. 1974, p. 476—479.

[4] *Hiroshi, A.* A new method of interpolation and smooth curve fitting based on local procedures. In : Jornal of the ACM, nr. 4, oct. 1970, p. 589—602.

[5] *Chua, O. L., Lin, P., M.* Computer-aided analysis of electronic circuits (algorithms and computational techniques) Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, New Jersey, 1975.

[6] *Iordache, M.* Utilizarea unei tehnici de calcul cu matrice rare în determinarea arborelui normal comun și a matricelor incidențelor esențiale. În : E.E.A.—Electrotehnica, nr. 5, 1982, p. 189—194.

[7] *Iordache, M., Dornescu, D.* On the hybrid method for nonlinear resistive network analysis. In : Rev. Roum. Sci. Techn. Électrotechn. et Énerg., nr. 4, 1982.

[8] *Iordache, M., Socaciu, Vl., Chira, S.* Program de determinare a arborelui normal comun (ANC) și a matricelor incidențelor esențiale (MIE) într-un circuit electric nereciproc. In : Buletinul IPB, nr. 4, 1982.

CZ 621.313.32

MAȘINA SINCRONĂ
UNITĂȚI RELATIVE
SCHEME ECHIVALENTE

Considerații cu privire la schemele echivalente ale mașinii sincrone

NICOLAE GALAN* — BUCUREȘTI

Introducere

În literatura de specialitate sînt consacrate multe lucrări referitoare la schemele echivalente ale mașinii sincrone. Varietatea unor asemenea scheme se explică prin efectuarea diferitelor simplificări sau interpretări cu privire la distribuția fluxurilor magnetice în diferitele zone ale mașinii sincrone. Aceste scheme echivalente sînt prezentate în sistemul de referință fix față de rotor (conform teoriei lui Park) pentru fiecare din cele două axe: longitudinală și transversală [1]—[16].

Încercările de unificare a diferitelor scheme echivalente, în principal, au avut în vedere mașina sincronă cu trei circuite în axa longitudinală și două circuite, în axa transversală, (mașina sincronă convențională) [1].

Schemele echivalente sînt o consecință a ecuațiilor diferețiale scrise pentru circuitele electrice ale mașinii electrice considerate.

La mașina sincronă aceste ecuații sînt transcrise în sistemul de referință fix față de rotor, rezultînd ecuații diferențiale de ordinul 1 cu coeficienți constanți dacă se neglijează saturația, cu inductivitățile mutuale dintre circuitele statorice și cele rotorice nereciproce, ($M_{rs} \neq M_{sr}$).

În construirea schemelor echivalente un rol esențial îl are scrierea ecuațiilor în unități relative, ceea ce implică alegerea convenabilă a mărimilor de bază pentru fiecare circuit (la care se face raportarea).

Există mai multe posibilități pentru alegerea mărimilor de bază, cu interpretări fizice corespunzătoare și care conduc la un sistem de ecuații diferențiale reciproc ($M_{rs} = M_{sr}$) sau nereciproc, ($M_{rs} \neq M_{sr}$) [3, 4]. Pentru obținerea unor scheme echivalente simple (fără inductivități mutuale) prezintă interes sistemul de ecuații reciproc.

2. Ecuațiile mașinii sincrone în unități relative

Exprimarea mărimilor fizice din ecuațiile mașinii sincrone în unități relative se face în același mod pentru circuitele din cele două axe, din această cauză calculele se vor face pentru una din cele două axe; se va considera axa longitudinală cu n circuite de amortizare (fig. 1).

Considerînd regula de asociere a sensurilor de la receptoare, în general, ecuația unui circuit k este de forma:

$$u_k = R_k i_k + \frac{d\varphi_k}{dt}, \tag{1}$$

unde pentru circuitele de amortizare $u_k = 0$, pentru circuitul de excitație $u_k = u_e$, pentru circuitul d, $u_k = -u_d$ și se adaugă în membrul doi $-\omega_r \varphi_q$; pentru celelalte mărimi se modifică indicii în mod corespunzător.

Pentru raportarea mărimilor ecuației (1) se vor considera marimile de bază U_{kb}, I_{kb}, Z_{kb} ale circuitului k, între care există relația:

$$U_{kb} = I_{kb} Z_{kb}. \tag{2}$$

Relația (1) raportată se scrie sub forma

$$\frac{u_k}{U_{kb}} = \frac{R_k}{Z_{kb}} \cdot \frac{i_b}{I_{kb}} + \frac{\omega_b}{U_{kb}} \cdot \frac{d\varphi_k}{d\tau}; \quad u_k^* = r_k i_k^* + \frac{d\varphi_k^*}{d\tau} \tag{3}$$

cu asterisc s-au notat mărimile raportate, iar $\tau = \omega_b t$ este timpul sincron referitor la pulsația de bază ω_b.

Din relația (3) rezultă că U_{bk}/ω_b este mărimea de bază pentru fluxul magnetic φ_k și exprimarea în unități relative a mărimii φ_k, în mod convenabil, are un rol major în construirea schemelor echivalente.

În cazul celor $n + 2$ circuite din axa longitudinală (circuitul d corespunzător statorului, circuitul de excitație, n circuite de amortizare), fluxurile magnetice totale pentru fiecare circuit se pot pune sub forma:

$$\varphi_d = L_d i_d + M_{de} i_e + M_{d1} i_{D1} + M_{d2} i_{D2} + \ldots + M_{dk} i_{Dk} + \ldots + M_{dn} i_{Dn}$$

$$\varphi_e = \alpha_0 M_{de} i_d + L_e i_e + M_{e1} i_{D1} + M_{e2} i_{D2} + \ldots + M_{ek} i_{Dk} + \ldots + M_{en} i_{Dn}$$

* Conf. dr. ing. *Galan, N.* — Institutul politehnic — București.

$$\varphi_{D1} = \alpha_0 M_{d1} i_d + M_{e1} i_e + L_{D1} i_{D1} + M_{D12} i_{D2} + \ldots + M_{D1k} i_{Dk} + \ldots + M_{D1n} i_{Dn}$$

$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (4)$$

$$\varphi_{Dk} = \alpha_0 M_{dk} i_d + M_{ek} i_e + M_{Dk1} i_{D1} + M_{Dk2} i_{D2} + \ldots + L_{Dk} i_{Dk} + \ldots + M_{Dkn} i_{Dn}$$

$$\varphi_{Dn} = \alpha_0 M_{dn} i_d + M_{en} i_e + M_{Dn1} i_{D1} + M_{Dn2} i_{D2} + \ldots + M_{Dnk} i_{Dk} + \ldots + L_{Dn} i_{Dn}$$

unde $\alpha_0 = \sqrt{\frac{m}{2}}$, cînd se operează cu matrice ortogonale de transformare și $\alpha_0 = \frac{m}{2}$ în caz contrar. În figura 1 se prezintă schema echivalentă primitivă corespunzătoare ecuațiilor (4).

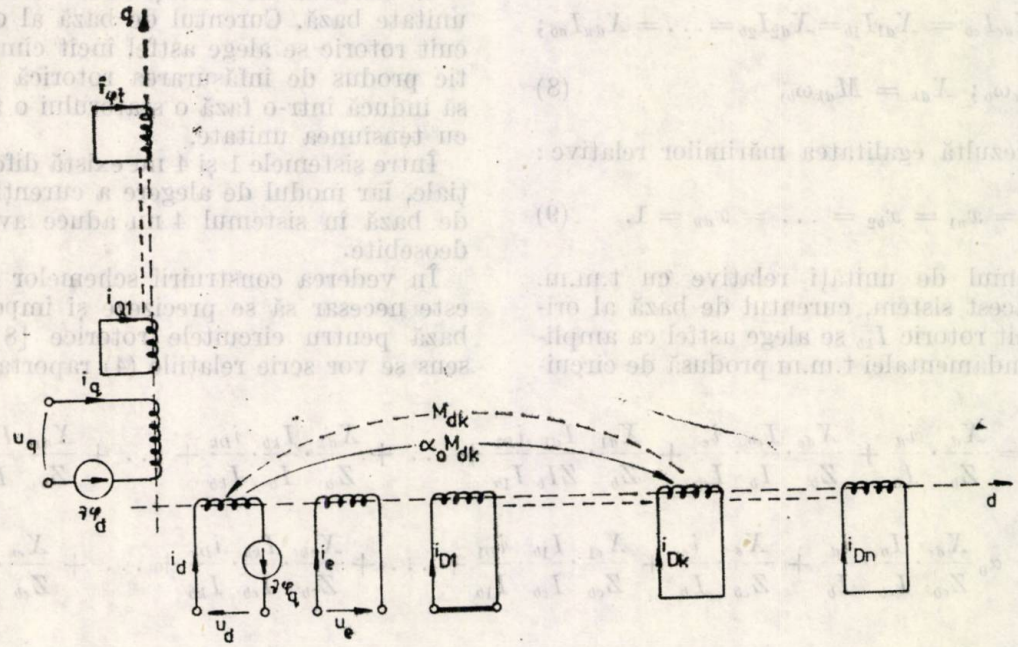


Fig. 1 — Schema echivalentă primitivă a mașinii sincrone cu n circuite de amortizare în axa longitudinală și l circuite de amortizare în axa transversală, nereciprocitatea circuitelor este indicată pentru circuitul d și k, ($M_{dk} \neq M_{kd}$).

Dacă $\alpha_0 = \sqrt{\frac{m}{2}}$, atunci curentul reprezentativ al înfășurării m-fazate, are forma:

$$i_s = \sqrt{\frac{2}{m}} (i_1 + bi_2 + \ldots + b^{m-1} i_m); \; b = e^{j\frac{2\pi}{m}} \quad (5)$$

unde $i_1, i_2, \ldots, i_m$ sînt curenții din cele m faze; în regim permanent simetric $\underline{i}_s = \sqrt{m}\, \underline{I}_1$, unde $\underline{I}_1$ este reprezentarea în complex simplificat a curentului i_1.

Dacă $\alpha_0 = \frac{m}{2}$, atunci curentul reprezentativ al înfășurării m-fazate are forma:

$$i_s = \frac{2}{m} (i_1 + bi_2 + \ldots + b^{m-1} i_m), \quad (6)$$

și în regim permanent simetric $\underline{i}_s = \sqrt{2}\, \underline{I}_1$.

Pentru ca sistemul de relații (4) să fie reciproc se pot face transformările:

$$M_{dk} i_{Dk} = \alpha_0 M_{dk} \frac{i_{Dk}}{\alpha_0} = \alpha_0 M_{Dk} i'_{Dk}; \; i'_{Dk} = \frac{i_{Dk}}{\alpha_0},$$

$$M_{Dki} i_{Di} = \alpha_0 M_{Dki} \frac{i_{Di}}{\alpha_0} = \alpha_0 M_{Dki} i'_{Di}; \; i'_{Di} = \frac{i_{Di}}{\alpha_0}, \quad (7)$$

adică inductivitățile mutuale de tipul M_{dk} din prima relație (4) devin $\alpha_0 M_{dk}$ și în mod similar inductivitățile mutuale ale celor n înfășurări de amortizare M_{Dki} devine $\alpha_0 M_{Dki}$ și se utilizează curenții i'_e, i'_{Dk}, $k = 1, 2, \ldots, n$.

În relațiile de forma (1) rezistența R_k devine $\alpha_0 R_k$.

Din relațiile (2) și (3) rezultă că numai două mărimi de bază sînt independente, de exemplu I_{kb} și Z_{kb} (abstracție făcînd de pulsația ω_b); adică pentru fiecare circuit se pot alege arbitrar două mărimi de bază, deci pentru toate cele $n + 2$ circuite vor fi $2(n + 2)$ mărimi de bază independente, (mărimea de bază U_{bk}/ω_b pentru flux rezultă la ω_b dat). Pentru stator (echipat cu înfășurarea m-fazată) mărimile de

bază se vor nota U_b, I_b, Z_b, ($U_b = Z_b I_b$) și se vor considera ca fiind date, în acest caz mai rămîn $2(n+1)$ mărimi de bază independente corespunzătoare celor $n+1$ circuite rotorice. Problema esențială este alegerea curenților de bază a circuitelor rotorice. Teoretic, curentul de bază al unui circuit rotoric se poate alege într-o infinitate de moduri, în literatura de specialitate sînt selectate patru astfel de alegeri ca prezentînd importanță practică [3, 5, 6, 7]:

1. Sistemul de unități relative cu baza X_{ad} ($X_d = X_{ad} + X$; $X_d = L_d \omega_d$).

În acest sistem, curentul de bază al oricărui circuit rotoric este definit astfel ca fluxul magnetic produs de acest curent să inducă într-o fază a statorului o t.e.m. egală cu $X_{ad} I_b$, pentru viteza unghiulară $\Omega_b = \frac{\omega_b}{p}$, [5, 6, 7].

În acest caz se pot scrie relațiile:

$$X_{ad} I_b = X_{de} I_{eb} = X_{d1} I_{1b} = X_{d2} I_{2b} = \ldots = X_{dn} I_{nb};$$

$$X_{de} = M_{de} \omega_b; \quad X_{dk} = M_{dk} \omega_b, \tag{8}$$

din care rezultă egalitatea mărimilor relative:

$$x_{ad} = x_{de} = x_{n1} = x_{b2} = \ldots = x_{dn} = 1. \tag{9}$$

2. Sistemul de unități relative cu t.m.m. bază. În acest sistem, curentul de bază al oricărui circuit rotoric I_{kb} se alege astfel ca amplitudinea fundamentalei t.m.m produsă de circuitul rotoric parcurs de curentul I_{kb} să fie egală cu amplitudinea fundamentalei t.m.m produsă de înfășurarea m-fazată statorică parcursă de un sistem simetric de curenți avînd valoarea maximă I_b; cu notațiile cunoscute rezultă;

$$\frac{I_b}{I_{kb}} = \frac{4}{\pi} \frac{m}{2} \frac{w k_w k_d}{2 p w_k k_{fk}}; \quad k = e, 1, 2, \ldots, n \tag{10}$$

w_k este numărul de spire echivalente, pe pol, al înfășurării rotorice, iar k_{fk} este factorul de formă.

3. Sistemul de unități relative cu inductivitățile mutuale egale. Curenții rotorici de bază se aleg astfel încît să rezulte inductivitățile mutuale egale; acest sistem se poate aplica doar în cazuri particulare datorită restricțiilor impuse mărimilor de bază.

4. Sistemul de unități relative cu tensiunea unitate bază. Curentul de bază al oricărui circuit rotoric se alege astfel încît cîmpul magnetic produs de înfășurarea rotorică considerată să inducă într-o fază o statorului o t.e.m. egală cu tensiunea unitate.

Între sistemele 1 și 4 nu există diferențe esențiale, iar modul de alegere a curenților rotorici de bază în sistemul 4 nu aduce avantaje mai deosebite.

În vederea construirii schemelor echivalente este necesar să se precizeze și impedanțele de bază pentru circuitele rotorice [8], în acest sens se vor scrie relațiile (4) raportate:

$$\frac{\varphi_d \omega_b}{U_b} = \frac{X_d}{Z_b} \cdot \frac{i_d}{I_b} + \frac{X_{de}}{Z_b} \cdot \frac{I_{eb}}{I_b} \cdot \frac{i_e}{I_{eb}} + \frac{X_{d1}}{Z_b} \cdot \frac{I_{d1}}{ZI_b} \frac{i_{D1}}{I_{1b}} + \ldots + \frac{X_{dk}}{Z_b} \cdot \frac{I_{kb}}{I_b} \cdot \frac{i_{Dk}}{I_{kb}} + \ldots + \frac{X_{dn}}{Z_b} \frac{I_{nb}}{I_b} \cdot \frac{i_{Dn}}{I_{nb}},$$

$$\frac{\varphi_e \omega_b}{U_{eb}} = \alpha_0 \frac{X_{de}}{Z_{eb}} \cdot \frac{I_b}{I_{eb}} \cdot \frac{i_d}{I_b} + \frac{X_e}{Z_{eb}} \cdot \frac{i_e}{I_b} + \frac{X_{e1}}{Z_{eb}} \cdot \frac{I_{1b}}{I_{eb}} \cdot \frac{i_{D1}}{I_{1b}} + \ldots + \frac{X_{ek}}{Z_{eb}} \cdot \frac{I_{kb}}{I_{eb}} \cdot \frac{i_{Dk}}{I_{kb}} + \ldots + \frac{X_{en}}{Z_{eb}} \cdot \frac{I_{nb}}{I_{eb}} \cdot \frac{i_{Dn}}{I_{nb}}, \tag{11}$$

$$\frac{\varphi_{D1} \omega_b}{U_{1b}} = \alpha_0 \frac{X_{d1}}{Z_{1b}} \cdot \frac{I_b}{I_{1b}} \cdot \frac{i_d}{I_b} + \frac{X_{e1}}{Z_{1b}} \cdot \frac{I_{eb}}{I_{1b}} \cdot \frac{i_e}{I_{eb}} + \frac{X_{D1}}{Z_{1b}} \cdot \frac{i_{D1}}{I_{1b}} + \ldots + \frac{X_{D1k}}{Z_{1b}} \cdot \frac{I_{kb}}{I_{1b}} \cdot \frac{i_{Dk}}{I_{kb}} + \ldots + \frac{X_{D1n}}{Z_{1b}} \cdot \frac{I_{nb}}{I_{1b}} \cdot \frac{i_{Dn}}{I_{nb}},$$

$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$

$$\frac{\varphi_{Dk} \omega_q}{U_{kb}} = \alpha_0 \frac{X_{dk}}{Z_{kb}} \cdot \frac{I_b}{I_{kb}} \cdot \frac{i_d}{I_b} + \frac{X_{e1}}{Z_{kb}} \cdot \frac{I_{eb}}{I_{kb}} \cdot \frac{i_e}{I_{eb}} + \frac{X_{D1k}}{Z_{kb}} \cdot \frac{I_{1b}}{I_{kb}} \cdot \frac{i_{D1}}{I_{1b}} + \ldots + \frac{X_{dk}}{Z_{kb}} \cdot \frac{i_{Dk}}{I_{kb}} + \ldots + \frac{X_{Dkn}}{Z_{kb}} \cdot \frac{I_{nb}}{I_{kb}} \cdot \frac{i_{Dn}}{I_{nb}},$$

$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$

$$\frac{\varphi_{Dn} \omega_b}{U_{nb}} = \alpha_0 \frac{X_{dn}}{Z_{nb}} \cdot \frac{I_b}{I_{nb}} \cdot \frac{i_d}{I_b} + \frac{X_{en}}{Z_{nb}} \cdot \frac{I_{eb}}{I_{nb}} \cdot \frac{i_e}{I_{eb}} + \frac{X_{Dn1}}{Z_{nb}} \cdot \frac{I_{1b}}{I_{nb}} \cdot \frac{i_{D1}}{I_{1b}} + \ldots + \frac{X_{Dnk}}{Z_{nb}} \cdot \frac{I_{kb}}{I_{nb}} \cdot \frac{i_{Dk}}{I_{kb}} + \ldots + \frac{X_{Dn}}{Z_{nb}} \cdot \frac{i_{Dn}}{I_{nb}}.$$

În relațiile (11) coeficienții care înmulțesc curenții raportați au dimensiunile unor reactanțe raportate și s-au făcut notațiile de forma: $\omega_b M$, $\omega_b L = X$ cu indicii corespunzători.

Reactanța longitudinală X_d se poate scrie sub forma:

$$X_d = X_A + X, \tag{12}$$

unde X_A și X se pot lua arbitrar [9], sau $X_A = X_{ad}$ și $X = X_\sigma$ ca în teoria clasică.

În prima relație a sistemului (11) se pune condiția de egalitate a reactanțelor relative, adică :

$$\frac{X_A}{Z_b} = \frac{X_{de}}{Z_b}\cdot\frac{I_{eb}}{I_b} = \frac{X_{d1}}{Z_b}\cdot\frac{I_{d1}}{I_b} = +\ldots = \\ = \frac{X_{dk}}{Z_b}\cdot\frac{I_{kb}}{I_b} = \ldots = \frac{X_{dn}}{Z_b}\cdot\frac{I_{nb}}{I_b}, \qquad (13)$$

de unde rezultă curenții de bază ai circuitelor rotorice :

$$I_{eb} = \frac{X_A}{X_{de}}\cdot I_b;\ I_{1b} = \frac{X_A}{X_{d1}} I_b, \ldots, I_{kb} = \\ = \frac{X_A}{X_{dk}} I_b, \ldots, I_{nb} = \frac{X_A}{X_{dn}} I_b, \qquad (14)$$

având o interpretare similară cu relația (8).

Dacă $X_A = X_{ad} = Z_b$ rezultă relația (9). Din relațiile (14) se constată că $n+1$ mărimi de bază nu mai sînt independente și au mai rămas $n+1$ mărimi de bază independente și anume impedanțele de bază ale celor $n+1$ ciruite rotorice.

În relațiile (11) se pun condițiile de reciprocitate în număr de $n+1$, de unde rezultă impedanțele de bază :

$$\frac{X_{de}}{Z_b}\cdot\frac{I_{eb}}{I_b} = \alpha_0\frac{X_{de}}{Z_{eb}}\cdot\frac{I_b}{I_{eb}};\ \frac{X_{d1}I_{1b}}{Z_bI_b} = \\ = \alpha_0\frac{X_{d1}}{Z_{1b}}\cdot\frac{I_b}{I_{1b}};\ldots;\frac{X_{dk}}{Z_b}\cdot\frac{I_{kb}}{I_b} = \\ = \alpha_0\frac{X_{dk}}{Z_{kb}}\cdot\frac{I_b}{I_{bk}};\ldots;\frac{X_{dn}}{Z_b}\cdot\frac{I_{nb}}{I_n} = \alpha_0\frac{X_{dn}}{Z_{nb}}\cdot\frac{I_b}{I_{nb}}, \qquad (15)$$

sau :

$$Z_{eb} = \alpha_0 Z_b\left(\frac{I_b}{I_{eb}}\right)^2 = \alpha_0 Z_b\left(\frac{X_{de}}{X_A}\right)^2,$$

$$Z_{1b} = \alpha_0 Z_b\left(\frac{I_b}{I_{1b}}\right)^2 = \alpha_0 Z_b\left(\frac{X_{d1}}{X_A}\right)^2,$$

$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$

$$Z_{kb} = \alpha_0 Z_b\left(\frac{I_b}{I_{kb}}\right)^2 = \alpha_0 Z_b\left(\frac{X_{dk}}{X_A}\right)^2, \qquad (16)$$

$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$

$$Z_{nb} = \alpha_0 Z_b\left(\frac{I_b}{I_{nb}}\right)^2 = \alpha_0 Z_b\left(\frac{X_{dn}}{X_A}\right)^2.$$

Ecuațiile (13) și (15) formează un sistem liniar și cu $2(n+1)$ nedeterminate, cu o soluție unică pentru mărimile de bază I_b și Z_b impuse, dată de (14) și (16). Mai trebuie verificat dacă cu aceste mărimi de bază se păstrează reciprocitatea celorlalte inductivități mutuale :

$$x_{Dki} = \frac{X_{Dki}}{Z_{kb}}\cdot\frac{I_{ib}}{I_{kb}} = \frac{X_{Dki}X_A^2}{\alpha_0 X_{dk}X_{di}Z_b};$$

$$x_{Dik} = \frac{X_{Dik}}{Z_{ib}}\frac{I_{kb}}{I_{ib}} = \frac{X_{Dik}X_A^2}{\alpha_0 X_{di}X_{dk}Z_b}. \qquad (17)$$

Deoarece $X_{Dki} = X_{Dik}$, din relațiile (17) se constată că se păstrează reciprocitatea inductivităților mutuale dintre circuitele rotorice ($x_{Dki} = x_{Dik}$). În locul mărimilor de bază I_b și Z_b se pot lua mărimile de bază similare ale oricărui circuit rotoric.

Mărimile de bază rotorice date de relațiile (14) și (16) prezintă o serie de avantaje, motiv pentru care se vor utiliza ecuațiile mașinii sincrone raportate la aceste mărimi de bază.

2. Schemele echivalente ale mașinii sincrone

Construirea schemelor echivalente pentru cele două axe se face în același mod. Fluxurile magnetice pentru circuitele din axa longitudinală, în mărimi raportate, se scriu sub forma :

$$\varphi_d = x_{id} + x_A(i_d + i_e + i_{D1} + \ldots + i_{Dn}) = x_{id} + x_A i_{\mu d},$$

$$\varphi_e = x_A i_d + x_e i_e + x_{e1} i_{D1} + \ldots + x_{en} i_{Dn},$$

$$\varphi_{f1} = x_A i_d + x_{1e} i_1 + x_{D1} i_{D1} + \ldots + x_{D1n} i_{Dn}, \qquad (18)$$

$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$

$$\varphi_{Dk} = x_A i_d + x_{ke} i_e + x_{Dk1} i_{D1} + \ldots + x_{Dkn} i_{Dn},$$

$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$

$$\varphi_{fn} = x_A i_d + x_{ne} i_e + x_{Dn1} i_{D1} + \ldots + x_{Dn} i_{Dn},$$

$$i_{\mu d} = i_d + i_e + i_{D1} + \ldots + i_{Dn},$$

pentru fluxurile magnetice raportate și curenții raportați s-au folosit aceleași notații ca și în relațiile (4) și (11); pentru $X_A = Z_b$ rezultă $x_A = 1$.

Spre exemplificare se va considera mașina sincronă cu două circuite de amortizare, în care caz fluxurile magnetice, ținînd seama de (18), se pot pune sub forma :

$$\varphi_d = x_A i_{\mu d} + x i_d$$

$$\varphi_e = x_A i_{\mu d} + (i_e + i_{f1} + i_{D2})(x_{e1} - x_A) + \\ + (i_e + i_{D2})(x_{e2} - x_{e1}) + i_e(x_e - x_{e2})$$

$$\varphi_{D1} = x_A i_{\mu d} + (i_e + i_{D1} + i_{D2})(x_{e1} - x_A) +$$

$$+(i_{D1}+i_{D2})(x_{D12}-x_{e1})+i_{D1}(x_{D1}-x_{D12}) \quad (19)$$

$$\varphi_{D2}=x_A i_{\mu d}+(i_e+i_{D1}+i_{D2})(x_{e1}-x_A)+$$

$$+(i_e+i_{D2})(x_{e2}-x_{e1})+(i_{D1}+i_{D2})(x_{D12}-x_{e1})+$$

$$+i_{D2}(x_{D2}-x_{e2}+x_{e1}-x_{D12})$$

$$i_{\mu d}=i_d+i_e+i_{D1}+i_{D2}.$$

În relaţiile (19) apare termenul comun $x_A i_{\mu d}$, ceea ce facilitează construirea schemei echivalente. În igura 2 se prezintă schema echivalentă

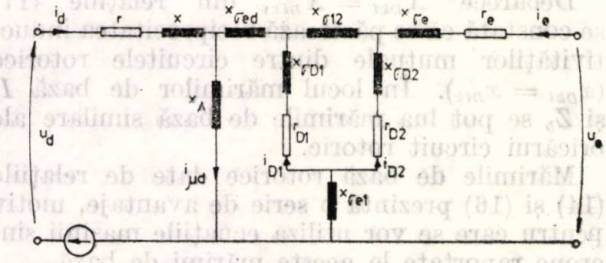


Fig. 2.Schema echivalentă exactă pentru axa longtudinală, cu două circuite de amortizare, ($n=2$).

referitoare la relaţiile (19) unde s-au făcut notaţiile :

$$x_{\sigma e}=x_{e1}-x_A;\quad x_{\sigma 12}=x_{e2}-x_{e1};$$

$$x_{\sigma e}=x_e-x_{e2};\quad x_{\sigma D1}=x_{D1}-x_{D12} \quad (20)$$

$$x_{\sigma D2}=x_{D2}-x_{e2}+x_{e1}-x_{D12}=x_{D2}-x_{D12}-x_{\sigma 12};$$

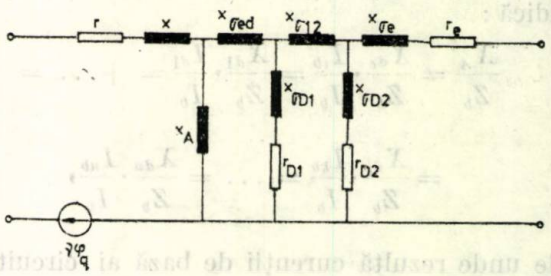
$$x_{\sigma e1}=x_{D12}-x_{e1}.$$

În cazul în care $x=x_\sigma$, ($x_A=x_{m\sigma}$) atunci reactanţele cu indiciile σ au valori apropiate de cele ale reactanţelor de scăpări ale circuitelor.

Organizînd într-un mod similar relaţiile (18) se obţine schema echivalentă pentru maşina sincronă cu n circuite rotorice, în axa longitudinală ; o astfel de schemă echivalentă poate fi particularizată pentru orice tip de maşină sincronă. Considerarea elementelor masive ale rotorului se face prin introducerea unui circuit — pentru fiecare element masiv — cu o impedanţă care depinde de frecvenţă.

Dacă circuitele de amortizare şi circuitul de excitaţie au un cuplaj magnetic puternic, atunci $x_{\sigma e1}\approx 0$ şi se obţine schema echivalentă din figura 3, un astfel de exemplu îl constituie dinţii masivi ai rotorului şi înfăşurarea de excitaţie ; pereţii crestăturii, in care se induc curenţii turbionari, se pot echivala cu circuite care au un cuplaj magnetic strins cu înfăşurarea de excitaţie [10]. În astfel de cazuri este posibil să se facă şi aproximarea $x_{\sigma 12}\approx 0$, ceea ce conduce la o nouă simplificare a schemei echivalente.

Schema echivalentă prezentată este un rezultat al relaţiilor dintre fluxuri şi curenţi, ca formă rămîne aceeaşi şi în cazul cînd se au în



Fig, 3 Schema echivalentă simplificată pentru axa longitudinală cu două circuite de amortizare, ($n=2$).

vedere neliniarităţile circuitului magnetic, însă parametrii depind de curenţi şi calculul lor este dificil.

Schema echivalentă din axa transversală are o formă similară cu cea din axa transversală ; cu notaţiile cunoscute fluxurile magnetice pentru $t=2$, se pot scrie sub forma :

$$\varphi_q=xi_q=x_B i_{\mu q};\ i_{\mu q}=i_q+i_{Q1}+i_{Q2};\ X_q=X+X_B,$$

$$\varphi_{Q1}=x_B i_q+x_{Q1}i_{Q1}+x_{Q12}i_{Q2}=$$

$$x_B i_{\mu q}+(i_{Q1}+i_{Q2})x_{\sigma q1}+i_{Q1}x_{\sigma Q1}, \quad (21)$$

$$\varphi_{Q2}=x_B i_q+x_{Q12}i_{Q1}+x_{Q2}i_{Q2}=$$

$$=x_B i_{\mu q}+(i_{Q1}+i_{Q2})x_{\sigma q1}+i_{Q2}x_{\sigma Q2},$$

unde s-au făcut notaţiile : $x_{\sigma q1}=x_{Q12}-x_B$; $x_{\sigma Q1}=x_{Q1}-x_{Q12}$; $x_{\sigma Q2}=x_{Q2}-x_{Q12}$. Pe baza relaţiilor (21) s-a construit schema echivalentă din figura 4 ; în mod similar se construieşte şi

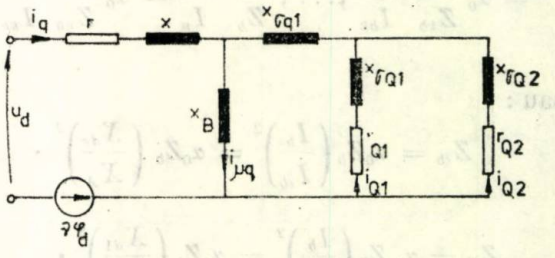


Fig. 4 Schema echivalentă exactă pentru axa transversală cu două circuite de amortizare, ($t=2$).

pentru un alt număr de circuite de amortizare din axa Q. De precizat că $x_B=1$, dacă $Z_b=X_B$, dar $x_A\neq 1$; dacă $Z_b=X_B$, atunci $x_A=1$, dar $x_B\neq 1$. În teoria clasică $x=x_\sigma$ şi $x_B=x_{mq}=x_{aq}$.

Obişnuit, mărimile de bază folosite pentru stator sînt :

$$U_b=U_n\sqrt{2};\ I_b=I_n\sqrt{2};\ \omega_b=\omega_1, \quad (22)$$

unde U_n și I_n sînt mărimi nominale de fază, iar ω_1 este pulsația care determină viteza sincronă; în acest caz $Z_b = U_n/I_n \neq X_A \neq X_B$ și $x_A \neq 1$. Pentru a obține $x_A = x_B = 1$, este necesarsă se aleagă impedanța Z_b după cele două axe: $Z_{bd} = X_A$; $Z_{bq} = X_B$, în care caz pentru $U_b = U_n\sqrt{2}$ rezultă $I_b \neq I_n\sqrt{2}$ sau $I_b = I_n\sqrt{2}$, dar $U_b \neq U_n\sqrt{2}$. Toate aceste considerații se referă la mărimile de bază date de relațiile (14) și (16).

3. Concluzii

Alegerea sistemului de unități relative reprezintă un element esențial în elaborarea schemelor echivalente ale mașinii asincrone. Considerîndu-se cazul general cu n circuite de amortizare în axa longitudinală, se stabilesc curenții de bază și impedanțele de bază pentru circuitele rotorice; pentru aceste mărimi rezultă o soluție unică în cazul bazei x_{ad} și a sistemului de ecuații reciproc. Relațiile dintre fluxuri și curenți sînt corelate cu modul de definire al curentului reprezentativ al înfășurării m-fazate statorice.

Pe baza ecuațiilor mașinii sincrone scrise în unități relative, se construiesc schemele echivalente exacte ale mașinii asincrone, atît în axa longitudinală, cît și în axa transversală, fiecare din cele două axe avînd două circuite de amortizare. În același mod se construiesc schemele echivalente și pentru alt număr de circuite de amortizare, astfel de scheme prezintă interes pentru mașinile sincrone al căror rotor are elemente masive.

Elementele masive sînt echivalente cu circuite ale căror impedanțe depind de frecvență, în acest mod în fiecare din cele două axe există un număr mai mare de circuite de amortizare în raport cu mașina sincronă clasică.

Bibliografie

[1] *Riaz, M.* Hubrid-parameter models of synchronous machines. In: IEEE Transactions PAS—, 1974.

[2] *Reichert, K., Leon, N.* Computation methods and models for investigationg the stability of large synchronous machines. In: Brow Boveri Rev., nr. 11, 1974, p. 480—487.

[3] *Harris, M. R., Lawrenson P, J., Stephenson, J. M.* Per-unit systems: with special reference to electrical machines. Cambridge at the University Press, in association with IEE, 1970, England.

[4] *Nedelcu, V. N.* Teoria conversiei electromecanice. Editura tehnică, București, 1978.

[5] *Rankin, A. V.* Per-unit impedances of synchronous machines. In: Transactions AIEE, vol. 64, august 1945, p. 569—573.

[6] *Rankin, A. W.* Per-unit impedances of synchronous machines—II. In: Transactions AIEE, vol. **64**, december 1945, p. 839—841.

[7] *Rankin, A. W.* The direct — and quadrature — axis equivalent circuits of the synchronous machine. In: Transactions AIEE, vo. **64**, december 1945, p. 861—868.

[8] *Gheorghiu, I. S., Fransua, Al.* Tratat de mașini electrice, vol. **IV**, Ed. Acad. SRR, 1972.

[9] *Canay, M.* Causes of discrepancies on calculation of rotor quantities and exact equivalent diagrams of the synchronous machine In: IEEE Transactions PAS—88, nr. 7, 1969, p. 1114—1120.

[10] *Canay, M.* Schémas équivalents de la machine synchrone pour le calcul des constantes de la roue polaire, dans le cas de phénomènes non stationnaires et de la marche asynchrone. Première partie: turboalternateurs. In: Revuie Brovn Boveri, nr. 2, 1979, p. 60—71.

[11] *Canay, M.* Schémas équivalents de la machine syncrhone pour le calcul des grandeurs de roue polaire en régime transistoire. Deuxième partie: machines à pôles saillants. In: Revue Brown Boveri, nr. 3, 1970, p. 135—145.

[12] *Dusa, V.* Considerații asupra sistemelor de unități relative folosite în teoria mașinii sincrone, Generatoare și transformatoare electrice, vol. **3**, CNEE, Timișoara, 17—18 septembrie, 1982.

[13] *Jackson, W. B., Winchester* R. *L.* Direct and quadraiure-axis equivalent, circuits for solid-rotor turbine generators. In: IEEE Tranactions PAS—88, nr. 7, 1969, p. 1121—1136.

[14] *Galan, N., Ghiță, C., Cistelecan, M.* Mașini electrice, EDP, București, 1981.

[15] *Danielevici, IA, B., Dombrovski, V. V., Kazovski, E. IA.* Parametrii masinilor de curent alternativ, Editura tehnică, București, 1968.

[16] *Jones, C. V.* The unified theory of electrical machines. London Butterworths, 1967.

NOTĂ

CONSIDERAȚII PRIVIND FENOMENUL DE AUTOEXCITARE A GENERATOARELOR SINCRONE DE PUTERE MARE

a. Excitarea generatoarelor sincrone are loc pentru a asigura funcționarea inductivă și a menține nivelele de tensiuni la borne și pe linia pe care se debitează. Generatoarele sincrone de putere mare de 200 MW au sistem de excitație cu regulator automat de tensiune și diode semiconductoare; acest sistem asigură la bornele mașinii 15 kV după care se face sincronizarea cu sistemul. Generatoarele de 330 MW sînt prevăzute cu tiristoare, iar sistemul lor de excitație asigură la bornele mașinii 24 kV după care se face sincronizarea cu sistemul.

Sincronizarea cu sistemul se face în ambele cazuri pe baza criteriilor de sincronism și avînd în vedere că succesiunea fazelor e constructiv realizată. Comanda de cuplare a întrerupătorului de linie are loc automat sau manual.

b. Fenomenul de autoexcitare presupune ca întrerupătorul de linie să se închidă fără ca generatorul să fi fost excitat. Dar, pentru aceasta este necesar ca mașina să fie protejată la solicitările electrice și termice care apar. Deoarece un generator sincron funcționează permanent avînd miezul magnetic rotoric saturat, înseamnă că mașina va absorbi din rețea curentul de magnetizare necesar asigurării saturației fierului rotoric chiar din primul moment. Pe de altă parte, funcționarea mașinii are loc de la situația fără excitație pînă la excitarea cerută de încărcarea activă și de condițiile din sistem și care poate diferi de cea nominală.

c. Consecințele posibile pentru mașina sincronă de putere mare, în timpul procesului de autoexcitare sînt determinate de mărimea curentului de magnetizare care ia valori apreciabile ceea ce impune calculul efectului termic asupra diferitelor părți ale mașinii și ca o consecință dimensionarea corespunzătoare a acestora se face pe baza pierderilor de energie termică.

d. Pentru realizarea practică a autosincronizării este necesar ca înainte de începerea manevrelor să fie întregit circuitul de excitație mai puțin adr mic sau mare. De asemenea, este necesară închiderea întrerupătorului. După închiderea întrerupătorului, turbogeneratorul fiind rotit de mașina primară — turbină cu abur, la 3 000 de ture/minut, are loc închiderea adr mic sau mare și excitarea mașinii pînă la tensiunea de 15 kV sau de 24 de kV, corespunzător generatoarelor de 200 sau 330 MW.

e. Încărcarea activă a mașinii are loc prin deschiderea ventilelor de reglaj ale turbinii mai mult decît pentru menținerea turbogeneratorului la 3 000 de ture/minut și menținerea constantă și la valoare nominală a presiunii din fața turbinei și excitarea corespunzător diagramei $P = f(Q)$ a mașinii.

f. Condițiile necesare asigurării practice a autoexcitării generatoarelor sincrone: reducerea efectului termic al curentului de autoexcitare și limitarea căderilor de tensiune.

1. Garanția că acest curent nu este dăunător generatorului.

2. De asemenea studiul amănunțit și diminuarea consecințelor fenomenului de funcționare în regim capacitiv după cuplarea întrerupătorului de linie și din alte puncte de vedere.

3. Reducerea perioadei de funcționare în regim capacitiv sub timpul prevăzut de instrucțiunile furnizorului.

4. Pentru evitarea căderii de tensiune pe generator peste anumite limite se folosește în serie cu acesta un rezistor care se scurcircuitează treptat după cuplarea întrerupătorului de linie.

Dimensionarea rezistorului sau a altor elemente de circuit menite să limiteze căderile de tensiune are la bază necesitatea ca pe acesta să cadă din motive de securitate o tensiune mai mică decît cea corespunzătoare căderii în situația de cuplare sincronoscop și adr pentru sincronizare clasică; aceasta deoarece la primul impuls de a scurciruita adr mare acesta uneori iese brusc din circuit pînă la circa 10 kV tensiune de excitație fără consecințe asupra mașinii. Dimensionarea rezistorului pînă la urmă se face cu relația $U = RI^2$.

g. Funcționarea în regimul din perioada autoexcitării nu are consecințe distructive asupra transformatorului de bloc și a celui de servicii interne. Aceștia suportă bine fenomenul de autoexcitare. Utilajul necesar autoexcitării generatoarelor sincrone de putere mare nu necesită nimic în plus față de rezistor.

O reprezentare valorică a curentului de autoexcitare, efectele lui termice, a căderilor de tensiune precum și metodele de calcul pentru acesta și rezistorul necesar vom aborda în numerele viitoare. De asemenea, vom aborda o modalitate de realizare practică mai detaliată a autoexcitării în vederea trecerii la experiment.

Ing. *Dumitru Șelaru*
Intreprinderea Electrocentrale
Rovinari — Gorj

CRONICĂ

TESLA — la Tîrgul internațional de bunuri de consum — Brno 1983

Complexul expozițional de la Brno, Republica Socialistă Cehoslovacă, a găzduit în primăvară acestui an o serie de manifestări științifice și tehnice. Printre acestea un loc aparte l-a avut Tîrgul internațional de bunuri de consum, desfășurat între 20 și 26 aprilie, considerat ca cea mai de seamă manifestare din această perioadă a anului, din Cehoslovacia. În pavilioanele dispuse de-alungul marelui parc expozițional, ca și în aer liber, pe o suprafață de 41 mii metri pătrați, 936 expozanți din 37 de țări au prezentat produse de larg consum din toate domeniile.

În cadrul expoziției un loc important l-au ocupat bunurile tehnice de consum. Din țara gazdă, a fost prezent cu bunuri de consum electronice concernul Tesla, alcătuit din șase întreprinderi și un institut de cercetări.

În planurile de dezvoltare ale acestor întreprinderi lărgirea și diversificarea sortimentală, perfecționarea calității produselor sînt obiective care stau în atenția permanentă a fabricanților de produse de consum. Printre ele se bucură de o dezvoltare deosebită fabricația de televizoare în culori, de magnetofoane și casetofoane, aparate de radio, gramofoane, lămpi de iluminat, ca și piese componente pentru produsele finite.

Una din cele mai importante acțiuni este, în prezent, trecerea de la televizoarele monocrome la cele în culori. La început tuburile cinescoape necesare televizoarelor în culori au fost importate. Acum ele se produc în Cehoslovacia, fiind asimilate de întreprinderea Tesla-Roznov. Astfel s-a asimilat fabricația cinescoapelor color în sistemul -„in-line" sub licența firmei japoneze Toshiba, cu un unghi de 180° și cu diagonala de 67 cm. În etapa următoare se vor produce tuburi cinescoape de 57 cm. Datorită asimilării în fabricație, sub licență, a tuburilor cinescoape s-au creat condiții pentru producerea masivă a televizoarelor în culori, care vor satisface nevoile interne ale Cehoslovaciei și vor asigura un surplus pentru export. Primele 60 000 de televizoare în culori, tip Tesla 110, au fost realizate de întreprinderea Tesla-Orava. Noile aparate recepționează emisiunile în culori atît în sisemul SECAM, cît și în sistemul PAL.

Pe baza unui acord între țările socialiste se vor fabrica televizoare în culori echipate cu telecomandă, cu piese integrate, de tip obișnuit și portative.

Televizorul în culori TESLA 4417 COLOR 110-ST II

Acesta este un aparat echipat în întregime cu semiconductoare, cu un număr mare de circuite integrate, cu tuburi cinescop Toshiba — Japonia (sau A 67—701 Videocolor), în construcție normală. Se caracterizează prin putere consumată redusă, luminozitatea bună, contrast, focalizare perfectă și redarea clară a culorilor, chiar și în condiții de lumină solară, datorită folosirii tubului cinescopic modern și a unei bobine de deflecție toroidală.

Aparatul este echipat cu programare senzorială de selectare a imaginii și cu semnalizare prin diode luminescente. Alegerea programului se poate face, odată cu comanda funcțiilor principale, direct pe plăcuța de control de pe partea laterală a televizorului, sau folosind comanda de la distanță.

Caracteristici tehnice:

— Tubul cinescopic	67 1QQ22
— Standard color TV	SECAM și PAL (alegere automată)
— Tensiunea de alimentare	220 V ± 10%, 50 Hz
— Puterea consumată	125 W ± 10%
— Dimensiuni	760 ×520 ×445 mm
— Greutatea	39 kg.

Este un aparat electronic modern, de concepție avansată, cu fiabilitate ridicată și o mare valoare de uzură. Din punct de vedere al concepției estetice acest televizor răspunde nivelului mondial de exigență.

Din familia televizoarelor color fabricate de întreprinderea Tesla mai fac parte televizoarele „Color 110 ST" și „Color 110 ST I".

În domeniul aparatelor de radio eforturile sînt dirijate spre fabricarea aparatelor de radio stereo Hi—Fi, combinate cu casetofon sau magnetofon și spre receptoare stereo cu casetă pentru automobil, întreprinderea producătoare fiind Tesla-Bratislava, care mai fabrică și radiogramofoane stereo, combine stereo, calculatoare electronice ș.a.

În cadrul concernului Tesla, întreprinderea Tesla-Litovel s-a specializat în fabricația de electrofoane, la ora actuală studiindu-se problema producerii aparatelor pentru înregistrări video, ca și a magnetofoanelor și videoelectrofoanelor.

De asemenea, întreprinderea Tesla-Litovel este unicul fabricant din Cehoslovacia de fonografe. Pe lîngă aparatele Hi-Fi fără difuzor pentru utilizatori foarte exigenți, întreprinderea fabrică o serie de aparate de categorie medie, pentru o vastă grupă de consumatori. Printre aceste aparate se pot menționa șasiurile încastrate în sistemele difuzoarelor, aparate de amplificare și combine de aparate fonografe și de magnetofoane stereofonice cu casete. Printre noutățile prezetate vizitatorilor tîrgului se numără aparatele din seria 16 — șasiuri independente HC destinate a fi încastrate în sistemele de difuzoare (boxe), un aparat amplificator NZC 160, o combină fonograf — magnetofon — casetofon NZ 160, gramofoane stereofonice tip NC 160 și NC 450, NAD 5120, MC 400 etc.

Un alt sector purtînd sigla Tesla este cel al surselor de iluminat. Astfel, întreprinderea Tesla-Holešovice a fost prezentă la Tîrgul internațional de bunuri de consum din aprilie 1983 cu noi surse de iluminat, printre care lămpi cu vapori de sodiu, lămpi cu vapori de mercur, cu puterea consumată de pînă la 100 W etc.

În cadrul surselor de iluminat prezente în expoziția întreprinderii Tesla — Holešovice s-au distins:

— Lămpile metalohalogenice RVI și RVIL, surse moderne de iluminat cu un mare randament luminos, un mare flux luminos și cu o bună eficiență economică. Se utilizează la iluminatul suprafețelor și spațiilor mari, a suprafețelor de construcții, carierelor, aerodromurilor, stadioanelor, șoselelor, intersecțiilor ca și în scopuri speciale în televiziune, medicină, poligrafie și agricultură;

Lămpi cu vapori de sodiu de înaltă presiune tip SHLP de 210 W și SHLP de 340 W, destinate pentru înlocuirea lămpilor cu vapori de mercur de înaltă presiune cu puterea de 250 W și 400 W, fără necesitatea reconstrucției lămpii propriu-zise. Puterea consumată a acestor lămpi este cu 15% mai mică, iar fluxul luminos cu 30% mai mare decît la lămpile cu mercur înlocuite. Ele sînt utile la modernizarea iluminatului stradal și industrial și dau o lumină aurie;

— Lămpi cu vapori de sodiu de înaltă presiune tip SHC și SHL, surse de iluminat moderne cu descărcare în gaz care, în comparație cu alte surse de iluminat, prezintă un randament luminos maxim și mare eficiență economică, trăsături care au contribuit la acordarea medaliei de aur la Tîrgul de bunuri de consum din aprilie 1983. Se utilizează la iluminatul autostrăzilor, intersecțiilor, tunelelor, magaziilor, încăperilor cu mediu de praf și umezeală, minelor de suprafață, halelor industriale, muzeelor, ca și în accelerarea creșterii plantelor și reglarea fotoperiodicității în catodoscop. Culoarea luminii este aurie.

Avantajele lor incontestabile constau în economia de energie și de materiale, ca și în nivelul superior de iluminat. Cu un design modern corpurile de iluminat prezentate la Tîrgul internațional de bunuri de consum au trezit interesul specialiștilor.

Greta Andrei

1983 DEC 2 9

2040/4

Elektrotech.

REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 31 • Nr. 6 • AUGUST 1983

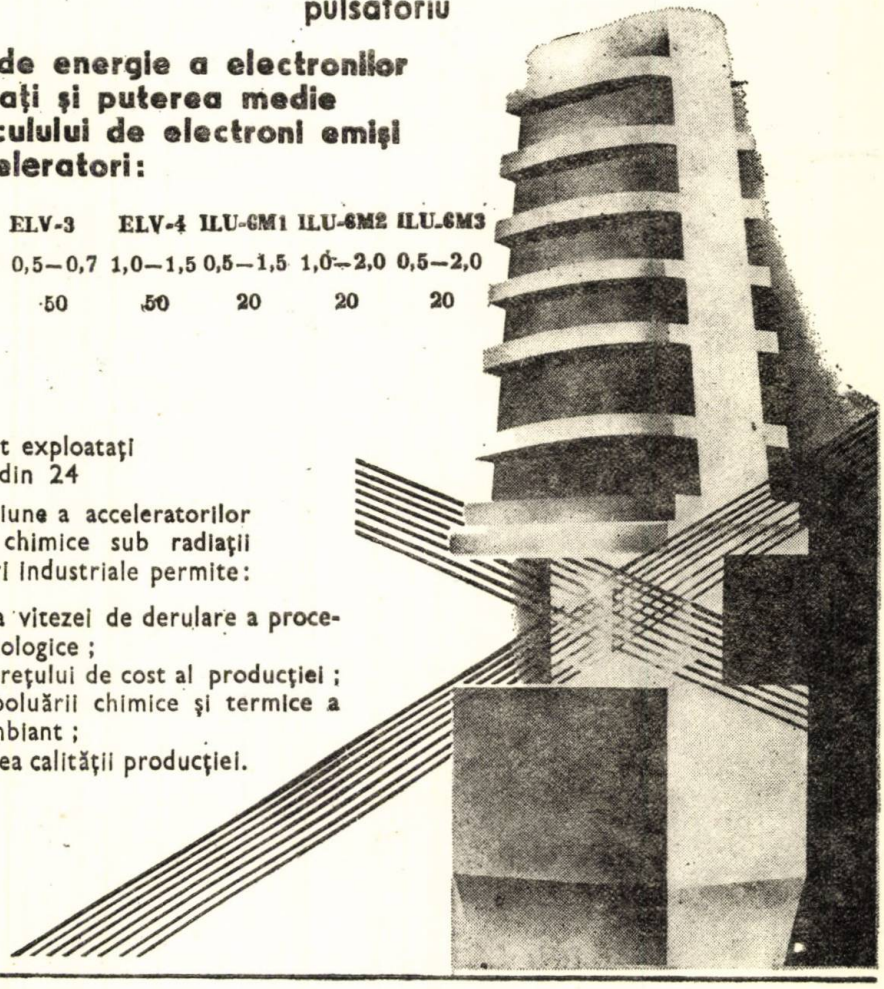
ACCELERATOR DE ELECTRONI

SERIA ELV
cu acţiune directă, şi funcţionare în regim continuu

SERIA ILU—6
cu o singură cavitate, rezonanţă de înaltă frecvenţă, cu funcţionare în regim pulsatoriu

Gama de energie a electronilor accelerați și puterea medie a fasciculului de electroni emiși de acceleratori:

	ELV-1	ELV-2	ELV-3	ELV-4	ILU-6M1	ILU-6M2	ILU-6M3
MeV	0,4—1,0	0,8—1,5	0,5—0,7	1,0—1,5	0,5—1,5	1,0—2,0	0,5—2,0
kW	20	20	50	50	20	20	20



Acceleratorii sînt exploataţi 24 de ore din 24

Punerea în funcţiune a acceleratorilor prin procedeele chimice sub radiaţii în diverse ramuri industriale permite:

- augmentarea vitezei de derulare a procedeelor tehnologice ;
- reducerea preţului de cost al producţiei ;
- reducerea poluării chimice şi termice a mediului ambiant ;
- îmbunătăţirea calităţii producţiei.

Exportator:

Techsnabexport
USSR MOSCOW

32/34 Bd. Smolenskaya-Sennaya
121200—Moscova URSS
Telefon 244—32—85
Telex: 411328 TSESU

PUBLICOM

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 31 Nr. 6 august 1983

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.313.621.3.017.73

MOTOARE ELECTRICE
ÎNCĂLZIREA MAŞINII ELECTRICE

Saal, C. : **Incălzirea înfăşurărilor motoarelor electrice prin metoda celor două corpuri.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 6, aug 1983, p. 201

Se prezintă procesul termic nestaţionar la încălzirea maşinii electrice de acţionare, asimilată cu două corpuri. Examinarea expresiei temporale a supratemperaturii înfăşurărilor statorice, motorul funcţionînd cu sarcină constantă, conduce la noi relaţii de calcul pentru această supratemperatură. Relaţiile obţinute sînt mai compacte şi mai scurte.

CZ 621.3.011

CIRCUITE ELECTRICE COMPLEXE
METODA DIAKOPTICĂ

Preda, M., Ionescu, G. : **Analiza diakoptică cu plurimultipoli conjugaţi a circuitelor electrice complexe.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 6, aug 1983, p. 205

Se propune o metodă eficientă de analiză a circuitelor electrice complexe. Circuitul se descompune într-un sistem de plurimultipoli conjugaţi a căror schemă echivalentă se determină prin metoda variaţiei parametrilor. Plurimultipolul echivalent al circuitului analizat se determină prin metoda interconexiunii. Metoda se aplică direct circuitelor electrice liniare, rezistive, cu surse comandate oarecare şi se poate extinde prin liniarizare.

CZ 621.317.39

MĂSURĂTORI ELECTROTEHNICE
INTERFAŢĂ STANDARD
MICROPROCESOR

Ionescu, G., Ionescu, C. : **Sisteme numerice de interconectare a aparatelor de măsură în schemele unor aplicaţii din electrotehnică.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 6, aug 1983, p. 211

Aparatele electronice de măsură şi control au devenit parte integrantă a sistemelor tehnice complexe. Conducerea prin calculator a proceselor impune realizarea unei interfeţe standard de comunicaţie cu aceste aparate. Selecţia acestei interfeţe, precum şi implementarea sa fizică constituie o încercare de a alege între cerinţe suficient de diferite : simplitate şi set bogat de funcţii, siguranţă în funcţionare şi adaptabilitate în raport cu standardizarea fizică şi logică etc. În acelaşi timp, implementarea trebuie să fie economică şi cu performanţe cît mai ridicate.

Autorii prezintă unele din rezultatele pe care le-au obţinut în încercarea de a selecta o interfaţă care să corespundă unor cerinţe de exploatare industrială în condiţiile realizării unei economicităţi şi flexibilităţi cît mai mari.

CZ 519.63 :537.811

METODA CU DIFERENŢE FINITE ITERATIVĂ
CALCUL CÎMP MAGNETIC CVASISTAŢIONAR

Gherman, Gh. : **Metoda cu diferenţe finite iterativă de calcul al cîmpului magnetic cvasistaţionar.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 6, aug 1983, p. 217

În lucrare se prezintă o metodă cu diferenţe finite iterativă de calcul al cîmpului magnetic cvasistaţionar, problema de cîmp rezolvîndu-se în raport cu componentele vectorilor intensităţii cîmpului magnetic şi inducţiei magnetice într-un sistem de coordonate rectangulare.

CZ 621.3.011.72 :681.3.06

CARACTERISTICI NELINIARE
APROXIMARE SPLINE

Braşovan, I. : **Algoritm şi program pentru determinarea aproximării polinomiale spline de gradul trei.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 6, aug 1983, p. 224

Determinarea aproximării polinomiale spline de gradul trei a caracteristicilor neliniare, stabilite experimental, ale elementelor sau dispozitivelor, electrice sau magnetice, presupune rezolvarea unui sistem de ecuaţii algebrice liniare. Spre deosebire de metodele de rezolvare uzuale (de ex. Gauss, Gauss-Jordan, Jacobi, Gauss-Seidel), algoritmul şi programul prezentate în această lucrare nu necesită locaţii mari de memorie şi timpi lungi de calcul, pretîndu-se chiar şi la implementarea pe calculatoare electronice numerice de capacitate mică.

CZ 621.3.014.33 :621.3.027.317

ÎNALTĂ TENSIUNE
IMPULS
ÎNCERCĂRI

Vascan, Th. ş.a. : **Instalaţie de impuls de tensiune 1 MW ; 13,5 kJ.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 6, aug 1983, p. 227

Se prezintă o instalaţie de impuls de tensiune realizată de autori pentru a fi utilizată în procesul de învăţămînt pentru activităţi de cercetare şi la încercări ale echipamentului de înaltă tensiune.

CZ 658.56 :548.7 :519.2

FIABILITATE SISTEME DE CALCUL
PROBABILITATE DE DISCONTINUITATE

Stăicuţ, E. : **Calculul fiabilităţii reţelelor de comunicaţie pentru calculatoare.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 6, aug 1983, p. 236

Un criteriu important ce trebuie avut în vedere pentru realizarea unei reţele de calculatoare distribuită geografic este fiabilitatea căilor de comunicaţie între oricare pereche de calculatoare ce comunică între ele. În lucrare se prezintă mărimile ce caracterizează fiabilitatea unei reţele de comunicaţie pentru calculatoare şi se indică metode de evaluare a acesteia.

CZ 621.316

CONVERTIZOARE DE Î.F.
ÎNCĂLZIRE PRIN INDUCŢIE

Ludu, D.N. : **Convertizoare de înaltă frecvenţă 10–25 kHz 50 kW cu tiristoare pentru încălzirea prin inducţie în exploatare industrială.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 6, aug 1983, p. 241

Sînt prezentate maşinile de sudat prin inducţie echipate cu convertizoare de înaltă frecvenţă 10–25 kHz 50 kW care au fost realizate ca finalizare a contractelor de cercetare ale autorului. Aceste maşini au fost introduse în exploatare la întreprinderea „Electroaparataj" Bucureşti. La frecvenţe mai mari de 10 kHz au fost realizate invertoare cu timp de stingere distribuit (time sharing inverter).

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SIRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.313 :621.3.017.73

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ДВИГАТЕЛИ
НАГРЕВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Саал, К.: **Нагревание обмоток электрических двигателей на основе метода двух тел.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, №. 6, август 1983, стр. 201

Представлен нестационарный термический процесс при нагревании приводной электрической машины, приравниваемого двум телам. Рассмотрение временного выражения сверхтемпературы статорных обмоток, при работе двигателя при постоянной нагрузке, приводит к новым расчётным отношениям для этой сверхтемпературы. Полученные отношения являются более компактными и более короткими.

УДК 621.3.011

КОМПЛЕКСНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ
ДИАКОПТИЧЕСКИЙ МЕТОД

Преда, М., Ионеску, Г.: **Диакоптический анализ с сопряженными многополюсниками сложных электрических цепей.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, № 6, август 1983, стр. 205

Предлагается метод анализа сложных электрических цепей. Цепь разлагается в систему сопряженных многополюсников, эквалентная схема которых определяется методом измерения параметров. Эквивалентный многополюсник исследуемой цепи определяется методом взаимосвязи. Метод применяется непосредственно для линейных активных электрических цепей с какими либо управляемыми источниками и может быть расширен линеаризацией.

УДК 621.317.39

ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ
СТАНДАРТНЫЙ ИНТЕРФЕЙС
МИКРОПЕОЦЕССОР

Ионеску Г., Ионеску К.: **Вычислительные системы взаимосвязи измерительных приборов в схемах для некоторых применений в электротехнике.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, № 6, август 1983, стр. 211

Электронная контролно-измерительная аппаратура становится составной частью комплексных технических систем. Управление процессами посредством ЭВМ требует создания одного сртандартного интерфейса связи с этими приборами. Выбор данного интерфейса, а также и его физическое внедрение является попыткой выбора, достаточно разнообразных требований, как: простота и широкие функциональные возможности, надежность в работе и приспособляемость в зависимости от физической и логической стандартизации и др. В то же время внедрение должно быть экономичным и обладать высокими техническими характеристиками. Авторы представляют полученные результаты при попытке выбора одного интерфейса, соответствующего требованиям промышленного применения в целях достижения наиболее высокой экономичности и гибкости.

УДК 519.63 :537.811

ИТЕРАЦИОННЫЙ МЕТОД С КОНЕЧНЫМИ РАЗНОСТЯМИ
РАСЧЁТ КВАЗИСТАЦИОНАРНОГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ

Герман, Г.: **Итерационный метод с конечными разностями для расчёта квазистационнарного магнитного поля.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, № 6, август 1983, стр. 217

В работе представлен итерационный метод с конечными разностями для расчёта квазистационарного магнитного поля, причем задача поля решается в соответствии с состовляющими векторов—интенсивности магнитного поля и магнитной индуктивностью в системе прямоугольных координат.

УДК 621.3.011.72 :681.3.06

НЕЛИНЕЙНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ
СПЛИННОЕ ПРИБЛИЖЕНИЕ

Брашован, И.: **Алгорифм и программа для определения полиноминального сплинного приближения третьей степени.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, № 6, август 1983, стр. 224

Определение полиноминального сплинного приближения третьей степени экспериментально-полученных нелинейных характеристик элементов или устройств, электрических или магнитных предполагает решение системы линейных алгебраических уравнений. В отличие от распространенных методов решения (например, Гаусса, Гаусса-Джордана Якоби, Гаусса-Зайделя), представленные в этой работе алгорифм и программа не требуют большой способности памяти и большого времени расчёта и могут применяться в ЭВМ малой ёмкости.

УДК 621.3.014.33 :621.3.027.317

ВЫСОКОЕ НАПРЯЖЕНИЕ
ИМПУЛЬС
ИСПЫТАНИЯ

Васкан, Т. и др.: **Установка для импульсов напряжения 1МВт, 13,5 кДж.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, № 6, август 1983, стр. 227

Представлена установка для импульсов напряжения, разработанная авторами для использования в ВУЗ-ах, в научно-исследовательской деятельности и при испытаниях высоковольтного оборудования.

УДК 658.56 :548.7 :519.2

НАДЁЖНОСТЬ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ
ВЕРОЯТНОСТЬ ПРЕРЫВНОСТИ

Стэйкуц, Е.: **Расчёт надёжности системы связи для электронных вычислительных машин.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, № 6, август 1983, стр. 236

Важным критерием, учитываемым при осуществлении географически распределенной системы связи для ЭВМ, является надежность сетей связи между любой парой сообщающихся ЭВМ. В работе представлены величины, характеризующие надёжность сети связи для ЭВМ и указывается метод их оценки.

УДК 621.316

ЧАСТОТНЫЙ КОНВЕРТЁР
НАГРЕВ ИНДУКЦИОННЫЙ

Луду, Д. Н.: **Конвертёр высокой частоты 10—25 кГ 50 кВт с тиристорами для индукционного нагрева в промышленном разработке.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, № 6, август 1983, стр. 241

Представлены машины индукционной сварки оснащённые конвертёрами высокой частоты 10—25 кГ 50 кВт сделанные вследствии контрактов автора. Эти машины были спущены в эксплуатации в предприятии «Electroaparataj» — Бухарест. В частотах больших чем 10 кГ были разработаны инвертёры с распределенным времени гасения (Time sharing inverter).

ZUSAMMENFASSUNG

DK 621.313 :621.3.017.73

ELEKTRISCHE MOTOREN
WÄRMUNG DER ELEKTRISCHEN MASCHINE

Saal, C. : **Wicklungserwärmung der elektrischen Motoren mit Hilfe der Zweikörpermethode.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, Nr. 6, August 1983, S. 201

Die Arbeit stellt ein nichtstationärer Erwärmungsprozess elektrischer mit Zweikörpern assimilierter Antriebsmaschine dar. Die Untersuchung des zeitlichen Übertemperaturverlaufes der unter konstanter Last arbeitenden Motors führt zu neuen Berechnungsausdrücken für diese Übertemperatur. Die erhaltenen Beziehungen sind kürzer und bündiger.

DK 621.3.011

KOMPLEXE STROMKREISE
DIAKOPTISCHE METHODE

Preda, M., Ionescu, G.: **Diakoptische Analyse mit konjugierten Plurimultipolen für komplexe Stromkreise.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, Nr. 6, August 1983, S. 205

Man stellt eine wirksame Methode für die Analyse der komplexen Stromkreise vor. Der Stromkreis wird in einem System mit konjugierten Plurimultipolen versetzt, dessen gleichstehendes Schema mit der Methode der Parameterschwankungen bestimmt wird. Der äquivalente Plurimultipol des analysierten Stromkreises wird durch die Verkettungsmethode bestimmt.

Die Methode wird unmittelbar bei linearen, resistiven Stromkreisen mit einer Stromquellensteuerung angewendet, kann aber durch Linearisierung erweitert werden.

DK 621.317.39

ELEKTROTECHNISCHE MESSUNGEN
SCHNITTSTELLE STANDARD
MIKROPROZESSOR

Ionescu, G., Ionescu, C. : **Nummerische Systeme für eine Verkettung der Messgeräte in Einstellungsschemas der Elektrotechnik.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, Nr. 6, August 1983, S. 211

Die Mess- und Kontrollgeräte sind eingebaute Teile der komplexen technischen Systeme. Das Steuern mit Hilfe des Rechners für die Prozesse stellt den Aufbau einer Standard Schnittstelle der Kommunikation mit den Messgeräten her. Die Wahl dieser Schnittstellen als auch ihre physische Implementierung stellt einen Wahlversuch unter verschiedenen Anforderungen dar; Einfachheit und Funktionsgruppen, Betriebssicherung und eine Anpassungsfähigkeit bezüglich der physischen und logischen Standardisierung u.s.w. Gleichzeitig muss die Implementierung ökonomisch und mit hohen Performanzen sein. Die Autoren stellen einige Ergebnisse dar, die sie beim Wahlversuch einer Schnittstelle die gleich einiger industriellen Betriebsanforderungen unter Herstellungsbedingungen einer grossen Biegsamkeit und Ökonomie erhalten haben.

DK 519.63 :537.811

METHODE DER ITERATIVEN RUNDDIFFERENZEN
BERECHNUNG DES QUASISTATIONÄREN
MAGNETISCHEN FELDES

Gherman, Gh. : **Methode der iterativen Runddifferenzen zur Berechnung des quasistationären magnetischen Feldes.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, Nr. 6, August 1983, S. 217

Die Arbeit stellt eine Methode der iterrativen Enddifferenzen zur Berechnung des quasistationären, magnetischen Feldes dar; das Feldproblem erhält man im Verhältnis zu den Vektorelemente der magnetischen Feldstärke und der magnetischen Induktion in einem rechtförmigen Koordonatensystem.

DK 621.3.011.72 :681.3.06

NICHTLINEARE CHARAKTERISTIKEN
APROXIMATION SPLINE

Braşovan, I. : **Algorythmus und Programm für die Bestimmung der polinomiale Spline Aproximation dritten Grades.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, Nr. 6 August 1983, S. 224

Die Bestimmung der polinomiale Spline Aproximation dritten Grades der nichtlinearen experimenteller Charakteristiken der Elemente oder Geräte, elektrische oder magnetische, stellt das Lösen eines linearen Algebra Gleichungssystem vor. Im Gegensatz zu den Auslösungsmethoden (z.B. Gauss, Gauss-Jordan, Jacobi, Gauss-Seidel) benötigen die Algorythmen und den Programm nicht zu grosse Einspeisungsgebühre und zu lange Berechnungzeiten; sie verwenden auch eine Implementierung mit nummerische elektrische kleinkapazitive Rechner.

DK 621.3.014.33 :621.3.027.317

HOCHSPANNUNG
IMPULS
VERSUCHE

Vascan, Th. u.a. : **Impulseinrichtung mit einer Spannung von 1 MW; 13,5 kJ.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, Nr. 6, August 1983, S. 227

Es wird eine Impulsvorrichtung für Spannung dargestellt, die von den Autoren hergestellt wurde, damit sie im Lehrprozess der Untersuchungsbetriebe und bei Versuche für Hochspannungsausrüstungen verwendet werden kann.

DK 658.56 :548.7 :519.2

ZUVERLÄSSIGKEIT DER BERECHNUNGSSYSTEME
DISKONTINUITÄTSWAHRSCHEINLICHKEIT

Stăicuţ, E. : **Zuverlässigkeitsberechnung der Kommunikationsnetze für Rechner.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, Nr. 6, August 1983, S. 236

Ein bedeutendes Kriterium hinsichtlich der Herstellung eines Rechnernetzes geographisch verteilt, besteht in der Zuverlässigkeit der Kommunikation zwischen jedem Rechenpaar die untereinender kommunizieren. Die Arbeit stellt die Grössen einer Zuverlässigkeit des Kommunikationsnetzes für Rechner dar und es werden Bewertungmethoden beschrieben.

DK 621.314.58

SCHWINGKREISUMRICHTER
INDUKTIVE ERWÄRMUNG

Ludu, D.N. : **Hochfrequenz Thyristorumriehter 10–25 kHz 50 kW für die induktive Erwärmung in industriellem Betrieb.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, nr. 6, August 1983, S. 241

In der Arbeit werden die Induktion-Schweissmachinen mit Hochfrequenz-Thyristorumrichtern 10–25 kHz 50 kW vorgestellt. Diese Maschinen sind schon in industriellem Betrieb in den "Electroaparataj Werken" Bukarest eingesetzt. Im Bereich von 20 bis 25 kHz wurden die mehrgliedrigen Wechselrichter entwickeit. Die seit 1980 dauernde Erprobung wurde erfolgreich abgeschlossen.

CONTENT

DC 621.313 :621.3.017.73

ELECTRICAL MOTORS
ELECTRICAL MACHINE HEATING

Saal, C. : **Electrical motor windings heating by the two bodies method.**

E.E.A. – Electrotehnica 31, no. 6, aug 1983, p. 201

The thermal transient process occurring with the electrical drive machine, assimilated with two bodies, is presented. The examination of the temporal expression of the stator windings temperature rise, the motor having a continuous duty operation, leads to new computation relations for this temperature rise. The relations obtained are more compact and more synthetic.

DC 621.3.011

COMPLEX ELECTRICAL CIRCUITS
DIAKOPTIC METHOD

Preda, M., Ionescu, G. : **Diakoptic analysis of the complex electrical circuits using conjugated plurimultipoles.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 31, no. 6, aug. 1983, p. 205

The paper presents an efficient method for the analysis of the complex electrical networks. The circuit is decomposed in a number of conjugated plurimultipoles. The equivalent circuit of the plurimultipoles is determined by means of the parameter variation method. The equivalent plurimultipole of the analysed circuit is determined by means of the interconnection method. This new method is applied directly to the controlled source resistive linear electrical circuits, and it can be expanded by linearization.

DC 621.317.39

ELECTRICAL MEASUREMENTS
STANDARD INTERFACE
MICROPROCESSOR

Ionescu, G., Ionescu, C. : **Digital systems for measuring apparatuses interconnection in the circuits used for certain electrical engineering applications.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 31, no. 6, aug. 1983, p. 211

The electronic measuring and control apparatuses have become an integral part of the complex technical systems.

The computer control of the processes requires the development of a standard communication interface with these apparatuses. When selecting and implementing this interface, one must take into account a series of different requirements : a simple construction and a wide set of functions, reliability, adaptability relative to the physical and logical standardization etc. At the same time, the implementation should be cost-effective and it should have a high performance. The authors describe some of the results they obtained in attempting to select an interface which is to meet-certain industrial servicing requirements, the interface being as cost-effective and flexible, as possible.

DC 519.63 :537.811

ITERATIVE FINITE DIFFERENCE METHOD
QUASI-STEADY MAGNETIC FIELD COMPUTATION

Gherman, Gh. : **Iterative finite difference computation methode for the quasi-steady magnetic field.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 31, no. 6, aug. 1983, p. 217

The paper deals with an iterative finite difference computation method for the quasi-steady magnetic field ; the field problem is solved relative to the vector components of the magnetic field strength and the magnetic induction in a rectangular coordinate system.

DC 621.3.011.72.681.3.06

NON-LINEAR CHARACTERISTICS
SPLINE APPROXIMATION

Braşovan, I. : **An algorithm and program for determining the third degree spline polynomial approximation.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 31, no. 6, aug. 1983, p. 224

In order to determine the third degree spline polynomial approximation of the non-linear characteristics experimentally established of the electrical or magnetical elements and devices, a linear equation system should be solved. Unlike the conventional methods (for instance Gauss, Gauss-Jordan, Jakobi, Gauss-Seidel), the algorithm and the program presented in this paper do not require large memory locations and o long computing time ; they could also be implemented on low capacity digital computers.

DC 621.3.014.33 :621.3.027.317

HIGH VOLTAGE
PULSE
TESTS

Vascan, Th. a.o. : **1 MV, 13,5 kJ voltage pulse generating unit.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 31, no. 6, aug. 1983, p. 227

A voltage pulse generating unit is described, which is designed to be used in the education process, for high voltage equipement research and tests.

DC 658.56 :548.7 :519.2

COMPUTATION SYSTEMS RELIABILITY
DISCONTINUITY PROBABILITY

Stăicuţ, E. : **Method for computing the communication networks reliability for computers.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 31, no. 6, aug. 1983, p. 236

An important criterion which should be considered when developing a geographically distributed computer network, is the reliability of the communication lines between any intercommunicating computer pairs. The paper deals with the values characterizing the reliability of a communication network for computers ; some methods for estimating it, are also presented.

DC 621.314.58

POWER CONVERTER
INDUCTION HEATING

Ludu, D. V. : **High frequency thyristor converters 10 – 25 kHz 50 kW for induction heating in industrial use.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 31, no. 6, aug 1983, p. 241

The induction welding machinery using high frequency thyristor converters 10—25 kHz 50 kW are presented. They are in industrial use at „Electroaparataj Works" Bucharest. For frequencies higher than 10 kHz the author has achieved the time sharing inverters.

SOMMAIRE

CD 621.313 :621.3.017.73

MOTEURS ÉLECTRIQUES
ÉCHAUFFEMENT DE LA MACHINE ÉLECTRIQUE

Saal, C. : **L'échauffement des enroulements des moteur électriques par la méthode des deux corps.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 31, numéro 6, août 1983 p, 201

On présente le processus thermique non stationnaire a l'échauffement de la machine électrique d'entraînement, assimilée par deux corps. L'examen de l'expression temporelle de la surtempérature des enroulements statoriques, lorsque le moteur fonctionne sous une charge constante, aboutit à de nouvelles formules de calcul de cette surtempérature. Les relations déduites sont plus courtes et synthétiques.

CD 621.3.011.

CIRCUITS ELECTRIQUES COMPLEXES
MÉTHODE DIAKOPTIQUE

Preda, M., Ionescu, G. : **L'analyse diakoptique des circuit électriques complexes, utilisant des plurimultipôles conjugués.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 31, numéro 6, août 1983, p. 205

On présente une méthode efficace d'analyse des circuits électrique complexes. Le circuit est décomposé dans un système de plurimultipôles conjugués dont le schéma équivalent sera établie à l'aide de la méthode de la variation des paramètres. On trouve le plurimultipôle équivalent appliquant la methode de l'interconnexion. On pout appliquer cette mé-

thode aux circuits électriques linéaires, résistives, avec des sources commandés et on peut même lui donner une extension en utilisant la linéarisation.

CD 621.317.39

MESURES ÉLECTROTECHNIQUES
INTERFACE STANDARD
MICROPROCESSEUR

Ionescu, G., Ionescu, C. : **Systèmes numériques d'interconnexion des appareils de mesure dans les schémas de quelques applications de l'électrotechnique.**

E.E.A. – **Electrotehnica 31** numéro 6, août 1983, p. 211

Les appareils électrotechniques de mesure et de contrôle sont devenus une partie intégrante des systèmes techniques complexes. La commande par calculateur des procès impose la réalisation d'une interface de communication standard avec ces appareils. Le choix de cette interface ainsi que son introduction représentent un essai de choix entre des exigences bien différentes : la simplicité et le jeu riche de fonctions, sécurité de fonctionnement et adaptabilité par rapport à la standardisation physique et logique etc. En même temps la réalisation technique doit être économique et avoit des performances aussi grandes que possibles.

Les auteurs présentent une partie des résultats obtenus au cours des essais de choix d'une interface qui puisse satisfaire les demandes de l'exploitation industrielle dans les conditions de la réalisation d'un maximum d'économie et de flexibilité.

CD 519.63.537.811

MÉTHODE ITÉRATIVE DES DIFFERENCES FINIES
CALCUL D'UN CHAMP MAGNÉTIQUE QUASI STATIONNAIRE

Gherman, Gh. : **Méthode itérative avec des différences finies appliquée au calcul du champ magnétique quasi-stationnaire.**

E.E.A. – **Electrotehnica 31,,** numéro 6, août 1983, p. 217

L'ouvrage présente une méthode itérative avec des différences finies pour le calcul du champ magnétique quasi-stationnaire, la solution du problème du champ dependent des composants des vecteurs de l'intensité du champ magnétique et de l'inductance magnétique dans un système de coordonées rectangulaires.

CD 621.3 011.72.681.306

CARACTERISTIQUES NON LINÉAIRES
APPROXIMATION SPLINE

Braşovan, I. : **Algorithme et programme pour la détermination de l'approximation polynômiale spline du troisième degré.**

E.E.A. – **Electrotehnica 31,** numéro 6, août 1983, p. 224

Determination de l'approximation polynômiale spline du troisième degré des caractéristiques non-linéaires établies par voie expérimentale des élements ou des dispositifs électriques ou magnétiques, qui impose le calcul d'un système d'équations algébriques linéaires. A différence des méthodes classiques (par exemple Gauss, Gauss-Jordan, Jacobi, Gauss-Seidel) l'algorithme et le programme présentés dans l'ouvrage n'imposent des de grandes rangements de mémoire et de longues périodes de temps pour le calcul, c'est pourquoi elle peut s'introduire sur les calculateurs électroniques numériques à capacité réduite.

CD 621.3.014.33 :621.3.027.317

HAUTE TENSION
IMPULSION
ESSAIS

Vascan, Th. ş.a. : **L'installation d'impulsion de tension 1MW ; 13,5 kJ.**

E.E.A. – **Electrotehnica 31,** numéro 6, août 1983, p. 227

On présente une installation d'impulsion de tension qui a été concue par les auteurs pour pouvoir être utilisée au cours du procès d'enseignement, surtout pour les recherches et les essais des dispositifs à haute tension.

CD 658.56 :548.7 :519.2

FIABILITÉ DES SYSTEMES DE CALCUL
PROBABILITÉ DE DISCONTINUITÉ

Stăicuţ, E. : **Le calcul de la fiabilité des réseaux de communication pour calculateurs.**

E.E.A. – **Electrotehnica 31,,** numéro 6, août 1983, p. 236

Un critère important qu'on doit prendre en considération pour la réalisation d'un réseau de calculateurs à distribution géographique, est la fiabilité des voies de communication existant entre n'import quelle paire de calculateurs qui communiquement entre eux. L'ouvrage présente les grandeurs qui caractérisent la fiabilité d'un réseau de communication pour les calculateurs et on indique les methodes utilisées pour calculer cette fiabilité.

CD 621 314.58

CONVERTISSEUR DE FREQUENCE
CHAUFFAGE A INDUCTION

Ludu, D. Nicolae : **Convertisseurs de frequéence 10–25 kHz 50 kW à thyristors pour chauffage à induction en utilisation industrielle.**

E.E.A. – **Electrotehnica 31,** nr. 6, août 1983, p. 241

On présente les machines à souder par induction munis de convertisseurs de fréquence 10–25 kHz 50 kW. Les machines ont été introduites en utilisation industrielle à l'usine Electroaparataj Bucarest. Pour des fréquences plus hautes que 10 kHz ont été reslisés des onduleurs multiples (time sharing inverters).

I.P.I. – c. 1384

Abonaţi-vă la
Revista ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA!

Citind cu regularitate revista „Electrotehnica, electronica şi automatica" veţi fi bine informaţi asupra activităţii desfăşurate în sectorul electrotehnicii, electronicii şi automaticii din ţara noastră, ca şi asupra noutăţilor din domeniu de peste hotare.

Revista vă informează asupra realizărilor de prestigiu obţinute de unităţile de profil din ţara noastră, asupra economiei de energie şi reducerii consumurilor specifice de materiale, a creşterii fiabilităţii produselor, valorificării resurselor naturale, a tehnologiilor noi, a materialelor electroizolante etc.

★

Toate aceste informaţii urmăresc reflectarea cerinţelor rezultate din documentele de partid şi de stat în probleme privind sectoarele de care se ocupă revista.

CERERE DE ABONAMENT LA REVISTA
„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA, AUTOMATICA"

ÎNTREPRINDEREA . . . . . .

SUBSEMNATUL. . . . . .

din localitatea. . . . . str. . . . . nr. . . . . .

bl. . . . . .ap. . . . . sector . . . . . cod poştal . . . . . .

elefon . . . . . judeţul . . . . . solicit . . . . . abonament(e)

care va (vor) fi expediat(e) la adresa de mai sus.

C/v abonamentului(elor) de lei (120 un abonament pe an) . . . . . s-a achitat în contul 301770201 BNRSR filiala sector 5, al Institutului de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru electrotehnică — Bucureşti, Bd. Tudor Vladimirescu nr. 45 — 47, sector 5, cod 79323.

Data . . . . . .

Semnătura,

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAŞINI-UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ŞI ELECTRONICĂ

Electrotehnica nr. 6

CZ 621.313 :621.3.017.73

Încălzirea înfăşurărilor motoarelor electrice prin metoda celor două corpuri

CAROL SAAL* – BRAŞOV

Introducere

Importanţa deosebită a proceselor termice nestaţionare din maşinile de acţionare electrică a fost recunoscută încă de la începuturile construcţiei acestor maşini. Cunoaşterea acestor procese este indispensabilă atît pentru exploatarea corectă a motoarelor electrice, cît şi pentru alegerea puterii nominale în diferite servicii de funcţionare. După cum se ştie, interesează în mod deosebit procesele termice din înfăşurările principale ale maşinilor electrice.

În ultimii ani au fost realizate noi serii de motoare, cu economii importante de materiale. Pe de altă parte exigenţele apărute în sistemele de acţionare electrică sînt tot mai mari, datorită pretenţiilor sporite faţă de performanţele lor, în cadrul sistemelor automatizate. O cunoaştere bună a proceselor termice menţionate este de aceea de mare importanţă economică.

Studiul exact al proceselor termice din motoarele electrice este dificil, acestea fiind neomogene şi complicate constructiv. În exploatare lipsesc deseori date despre geometria exactă a motorului şi despre proprietăţile fizice ale materialelor componente. S-a recurs astfel la modele fizice şi matematice bazate pe ipoteze puternic simplificatoare. Maşina s-a studiat iniţial prin asimilarea ei cu un singur corp, presupus omogen şi izotrop, de conductivitate termică infinită, cedarea căldurii de către maşină fluidului de răcire fiind considerată proporţională cu supratemperatura. Relaţiile de calcul obţinute în atari ipoteze sînt astăzi clasice şi prezentate în toate lucrările de maşini şi acţionări electrice, printre care se pot enumera [1],...,[7].

De mai multe decenii s-a trecut la utilizarea aşa-numitei *teorii a reţelelor cu surse termice* [8]. În cadrul acestei teorii se identifică volumele active în care apar pierderi, trebuind cunoscute diferite conductanţe termice dintre aceste volume şi mediul fluid de răcire. Aceste conductanţe sînt însă greu de determinat pentru cel ce proiectează, cît şi pentru cel ce exploatează sistemele de acţionare electrică. Prin utilizarea unor coeficienţi termici [9] s-a ajuns la unele simplificări de calcul, teoria obţinută rămînînd totuşi complicată. Toate acestea fac ca teoria reţelelor cu surse termice să pretindă determinarea experimentală a multor mărimi termice; în ciuda acestora, exactitatea calculelor nu poate fi predeterminată cu precizie. O dificultate suplimentară rezidă şi în lipsa unor modele general valabile ale reţelelor cu surse termice.

În literatură nu lipsesc nici încercările de perfecţionare a proceselor termice din maşinile electrice, bazate pe teoria corpului unic, printre care se menţionează lucrările [10, 11]. Deşi se îmbunătăţeşte concordanţa dintre calcul şi experiment este necesară cunoaşterea unor mărimi şi coeficienţi suplimentari, nefurnizaţi, de obicei, de către întreprinderile constructoare de maşini electrice.

În ultimii ani a fost perfecţionată teoria proceselor termice nestaţionare pe baza asimilării maşinii electrice cu două corpuri; se menţionează lucrările [12],...,[16], în care se expun rezultate interesante. Se disting în mod deosebit contribuţiile aduse de studiile şi cercetările lui J. Vogel. S-a realizat o strînsă concordanţă dintre calcul şi încercarea experimentală, folosindu-se teoria modelului cu două componente.

În literatura electrotehnică românească lipseşte o prezentare mai detaliată a încălzirii motoarelor electrice bazate pe teoria celor două corpuri, abstracţie făcînd de lucrarea [6]. În această lucrare se examinează iniţial succint procesele termice nestaţionare la încălzirea motoarelor sub sarcină constantă, bazată pe această teorie. Se aduc unele contribuţii referitoare la exprimarea încălzirii pe cale analitică a înfăşurărilor, prin utilizarea unor relaţii mai sintetice.

* Prof. dr. ing. *C. Saal*, Universitatea din Braşov, Catedra de acţionări electrice.

1. Încălzirea mașinii electrice după teoria corpului unic

Presupunînd mașina electrică asimilată cu un singur corp, în ipotezele simplificatoare expuse anterior la menționarea teoriei corpului unic, ecuația diferențială binecunoscută a încălzirii mașinii va fi:

$$p \cdot \mathrm{d}t = A\vartheta \mathrm{d}t + C\mathrm{d}\vartheta, \tag{1}$$

unde: p este puterea totală de pierderi;
A — conductanța termică de cedare a căldurii;
C — capacitatea termică a mașinii;
t — timpul.

În relația (1) mai intervine *supratemperatura* sau *încălzirea* mașinii (STAS 1893—78):

$$\vartheta = \theta_m - \theta_a, \tag{2}$$

θ_m fiind temperatura mașinii, iar θ_a temperatura fluidului de răcire. Cu condiția inițială $\vartheta(+0) = \vartheta_0$, soluția ecuației (1) pentru p = const. este:

$$\vartheta = \vartheta_f (1 - e^{-\frac{t}{T}}) + \vartheta_0 e^{-\frac{t}{T}}, \tag{3}$$

în care:

$$\vartheta_f = \frac{p}{A} \tag{4}$$

este *încălzirea limită finală*, iar:

$$T = \frac{C}{A}, \tag{5}$$

constanta termică de timp la încălzirea mașinii.

Este evident că rezultatele obținute pe baza evaluării încălzirii mașinii electrice după relația (3) sînt de precizie redusă, mai ales în intervalul temporal $t \in (0\,;\, 2T)$.

2. Teoria celor două corpuri

În cadrul acestei teorii, mașina electrică este asimilată cu un ansamblu de două corpuri, unul fiind materialul conductor activ (cupru sau aluminiu), iar al doilea oțelul electrotehnic al circuitelor magnetice. Se apreciază ca posibil transferul căldurii degajate în aceste corpuri către mediul exterior comun, de obicei aerul de răcire, presupus ca avînd temperatura constantă θ_a, cît și de la un corp la altul. Schema termică echivalentă este reprezentată în figura 1, unde indicii 1 și 2 se referă la primul, respectiv la cel de al doilea corp. Puterea de pierderi în cupru p_1 reprezintă pierderile variabile, dependente de curenți, iar puterea de pierderi p_2 reprezintă pierderile constante și cele dependente de turație.

2.1. *Modelul matematic*

Notîndu-se supratemperaturile:

$$\vartheta_1 = \theta_1 - \theta_a\,;\quad \vartheta_2 = \theta_2 - \theta_a\,;$$
$$\vartheta_{12} = \theta_1 - \theta_2 = -\vartheta_{21}, \tag{6}$$

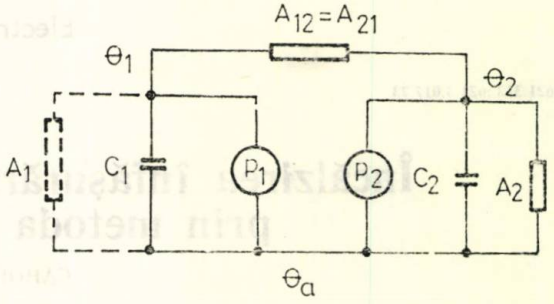


Fig. 1. Schema termică echivalentă mașinii electrice de acționare, în teoria celor două corpuri: θ_1, θ_2, θ_a — temperatura cuprului, a fierului și respectiv a aerului de răcire; p_1, p_2 — puterile de pierderi în cupru, respectiv constante; A_1, A_2, A_{12} — conductanțe termice; C_1, C_2 — capacități termice.

utilizînd schema termică din figura 1, ecuațiile diferențiale ale supratemperaturilor celor două corpuri vor fi:

$$C_1 \frac{\mathrm{d}\vartheta_1}{\mathrm{d}t} + A_{12}\vartheta_{12} + A_1\vartheta_1 = p_1\,;$$
$$C_2 \frac{\mathrm{d}\vartheta_2}{\mathrm{d}t} + A_{12}\vartheta_{21} + A_2\vartheta_2 = p_2. \tag{7}$$

Acceptînd $A_{12} = A_{21}$ și neglijînd termenul $A_1\vartheta_1$ față de ceilalți termeni din ecuațiile (7), ceea ce se justifică prin rezultatele cercetărilor lui J. Vogel [13], [15], [16], respectiv neluînd în considerație în figura 1 conductanța termică A_1, avînd în vedere relațiile (6) sistemul de ecuații diferențiale (7) trece în:

$$C_1 \frac{\mathrm{d}\vartheta_1}{\mathrm{d}t} + A_{12}\,(\vartheta_1 - \vartheta_2) = p_1\,;$$
$$C_2 \frac{\mathrm{d}\vartheta_2}{\mathrm{d}t} + A_{12}\,(\vartheta_2 - \vartheta_1) + A_2\vartheta_2 = p_2. \tag{8}$$

Este evident că modelul matematic (8) de ordinul II este liniar, dacă se acceptă invariabilitatea, la încălzire, a mărimilor A_2, A_{12}, C_1, C_2.

Încălzirile limită constante finale ϑ_{1f} și ϑ_{2f}, ce se ating în regim termic staționar, se obțin introducîndu-le în sistemul (8); acesta furnizează sistemul algebric:

$$A_{12}\,(\vartheta_{1f} - \vartheta_{2f}) = p_1\,;\quad A_{12}(\vartheta_{2f} - \vartheta_{1f}) + A_2\vartheta_{2f} = p_2. \tag{9}$$

Rezolvarea acestui sistem algebric conduce la:

$$\vartheta_{1f} = \frac{p_1}{A_{12}} + \frac{p}{A_2} = \frac{pA_{12} + p_1A_2}{A_2A_{12}} = \vartheta_{2f} + \frac{p_1}{A_{12}},$$

$$\vartheta_{2f} = \frac{p}{A_2} = \frac{p_1 + p_2}{A_2}. \tag{10}$$

Mai sus $p = p_1 + p_2$, puterea totală de pierderi, presupusă constantă, ca și p_1, p_2.

2.2. Determinarea supratemperaturii înfășurărilor statorice

Pentru calculele de ordin practic interesează, la motoarele asincrone în scurtcircuit, evoluția temporală a supratemperaturii înfășurărilor statorice, $\vartheta_1(t)$. Cu condițiile inițiale $\vartheta_1(+0) = \theta_{10}$, $\vartheta_2(+0) = \theta_{20}$, transformata Laplace $\vartheta_1(s) = \mathfrak{L}[\vartheta_1(t)]$ va fi:

$$\vartheta_1(s) = \theta_{10}F_1(s) + \frac{A_2s_1 + A_{12}s}{C_1C_2}F_2(s) + \tag{11}$$

$$+\left[\frac{[(A_2 + A_{12})\theta_{10}}{C_2} + \frac{p_1 + A_{12}\theta_{20}}{C_1}\right]F_3(s),$$

în care:

$$F_1(s) = sF_3(s);\ F_2(s) = \frac{F_3(s)}{s};\ F_3(s) =$$

$$= \frac{1}{(s - s_1)(s - s_2)}. \tag{12}$$

Mai sus s_1 și s_2 sînt mărimile reale negative:

$$s_1 = -\frac{1 + W}{2T} = -\frac{1}{\tau_1};$$

$$s_2 = -\frac{1 - W}{2T} = -\frac{1}{\tau_2}, \tag{13}$$

în practică, avînd îndeplinită condiția $1 - 4\ \delta > 0$, δ fiind dat de relația (14). S-au notat:

$$T = \frac{C_2}{aA_2};\ \delta = \frac{A_{12}}{a^2A_2}\ \frac{C_2}{C_1};\ W = \sqrt{1 - 4\delta}, \tag{14}$$

cu:

$$a = 1 + \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right)\frac{A_{12}}{A_2}. \tag{15}$$

Se vede imediat că $W < 1$ este adimensional, dar că T, τ_1, τ_2 sînt mărimi temporale constante. Ultimele două sînt cele două constante termice, care intervin în teoria celor două corpuri la încălzirea mașinii. Determinarea experimentală a lui τ_1, τ_2 s-a redat și în lucrarea [6].

Trecînd în domeniul timpului egalitatea (11), utilizînd transformarea Laplace inversă și relațiile (12), (13) se obține legea de variație în timp a supratemperaturii $\vartheta_1(t)$:

$$\vartheta_1(t) = \vartheta_{1f}\left(1 - \frac{\tau_2 e^{-\frac{t}{\tau_2}} - \tau_1 e^{-\frac{t}{\tau_1}}}{\tau_2 - \tau_1}\right) +$$

$$+ \frac{\tau_1\tau_2}{\tau_2 - \tau_1}\left(\frac{p_1}{C_1} + \frac{A_2 + A_{12}}{C_2}\theta_{10} + \right.$$

$$\left. + \frac{A_{12}}{C_1}\theta_{20}\right)(e^{-\frac{t}{\tau_2}} - e^{-\frac{t}{\tau_1}}) +$$

$$+ \frac{\theta_{10}}{\tau_2 - \tau_1}(\tau_2 e^{-\frac{t}{\tau_1}} - \tau_1 e^{-\frac{t}{\tau_2}}), \tag{16}$$

în care constantele termice de timp τ_1, τ_2 au expresiile rezultate din egalitățile (13), adică:

$$\tau_1 = \frac{2T}{1 + W};\quad \tau_2 = \frac{2T}{1 - W}. \tag{17}$$

Expresia (16) coincide cu cea dată în lucrările [13], [16]. În acestea se mai arată că, avînd în vedere principiul superpoziției efectelor, egalitatea (16) poate fi transformată și în:

$$\vartheta_1(t) = \vartheta'_{1f}(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}) + \vartheta'_{2f}(1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}) +$$

$$+ \theta_{10}e^{-\frac{t}{\tau_1}} + \theta_{20}e^{-\frac{t}{\tau_2}}), \tag{16'}$$

unde:

$$\vartheta'_{1f} = \alpha p_1 + \beta p_2;\ \vartheta'_{2f} = \varkappa p_1 + \gamma p_2;$$

$$\vartheta'_{1f} + \vartheta'_{2f} = \vartheta_{1f}. \tag{18}$$

Se arată, tot în lucrările sus-menționate (și de altfel se poate verifica), existența egalităților:

$$\alpha = \frac{A_2^2(C_1W - C_1) + A_2A_{12}(2C_1W - 2C_1 + C_2W + C_2) + A_{12}^2(C_1W - C_1 + C_2W - C_2)}{2A_2A_{12}W(A_2C_1 + A_{12}C_1 + A_{12}C_2)}, \tag{19}$$

$$\beta = \frac{W - 1}{2A_2W};\quad \gamma = \frac{W + 1}{2A_2W}; \tag{20}$$

$$\varkappa = \frac{A_2^2(C_1W + C_1) + A_2A_{12}(2C_1W - 2C_1 + C_2W + C_2) + A_{12}^2(C_1W + C_1 + C_2W + C_2)}{2A_2A_{12}W(A_2C_1 + A_{12}C_1 + A_{11}C_2)}. \tag{21}$$

Pentru diferite serii constructive de motoare, α, β, γ și $\varkappa$ pot fi determinate și date în funcție de puterea nominală [16].

3. Observații și propuneri de noi relații de calcul

Mărimile α și $\varkappa$, de natura inverselor unor conductanțe termice, au expresii relativ lungi Pentru o sesizare mai comodă a influenței diferiților parametri termici se pot utiliza mărimile adimensionale a și δ introduse anterior (egalitățile (15) și (14_2)). Observînd că

$$\beta = \frac{1 - \frac{1}{W}}{2A_2}; \qquad \gamma = \frac{1 + \frac{1}{W}}{2A_2} \tag{20'}$$

se poate scrie:

$$\alpha = \frac{A_2}{aA_{12}}(b\beta + a^2\delta\gamma); \quad \varkappa = \frac{A_2}{aA_{12}}(b\gamma + a^2\beta\delta), \tag{22}$$

în care s-a notat:

$$b = 1 + \frac{A_{12}}{A_2}(1 + a). \tag{23}$$

Se observă că mărimile α și $\varkappa$ sînt funcții de mărimile β și γ. Din egalitățile (18), (20') (22) și (23) rezultă că pentru calculul mărimilor ϑ'_{1f} și ϑ'_{2f}, care intervin în egalitatea (16'), este necesară cunoașterea a două conductanțe termice (A_2, A_{12}) și a raportului capacităților termice C_2/C_1. Puterile de pierderi p_1 și p_2 sînt date în diferite manuale de mașini electrice, încît nu se mai insistă asupra lor.

Pe de altă parte, legea încălzirii înfășurărilor $\vartheta_1(t)$, scrisă sub una din formele (16), (16'), poate fi transformată în altă lege echivalentă, mai sintetică și mai condensată. În acest scop nu se vor folosi constantele termice de timp τ_1, τ_2, ci constanta de timp T și coeficientul W subunitar (egalitățile (14)). Avînd în vedere egalitățile (17), T și W pot fi exprimați și cu ajutorul constantelor termice de timp τ_1, τ_2:

$$T = \frac{\tau_1\tau_2}{\tau_1 + \tau_2}; \quad W = \frac{\tau_2 - \tau_1}{\tau_1 + \tau_2}; \tag{24}$$

Se vede că T este mai mic decît ambele constante termice de timp τ_1, τ_2, iar W este subunitar. Folosind mărimile T și W încălzirea $\vartheta_1(t)$ capătă aspectul:

$$\frac{\vartheta_1}{\vartheta_{1f}} = 1 - \left(1 - \frac{\theta_{10}}{\vartheta_{1f}}\right)e^{-t^*}(\operatorname{ch} Wt^* + K\operatorname{sh} Wt^*), \tag{25}$$

unde t^* este timpul normat:

$$t^* = \frac{t}{2T}, \tag{26}$$

iar K coeficientul:

$$K = \frac{\vartheta_{1f} + \theta_{10} - 2T\left[\frac{p_1A_{12}\theta_{20}}{C_1} + \frac{(A_2+A_{12})\theta_{10}}{C_2}\right]}{(\vartheta_{1f} - \theta_{10})W} =$$

$$= \frac{\vartheta_{1f} + \theta_{10} - \frac{2}{a}\left[\left(\frac{p_1}{A_2} + \frac{A_{12}}{A_2}\theta_{20}\right)\frac{C_2}{C_1} + \left(1 + \frac{A_{12}}{A_2}\right)\theta_{10}\right]}{(\vartheta_{1f} - \theta_{10})W}. \tag{27}$$

Mai sus s-a presupus că încălzirea limită finală diferă de încălzirea inițială a cuprului, $\vartheta_{1f} \neq \theta_{10}$.

Dacă motorul este pornit de la „rece", $\theta_{10} = \theta_{20} = 0$ și egalitățile (25), (27) devin:

$$\frac{\vartheta_1}{\vartheta_{1f}} = 1 - e^{-t^*}(\operatorname{ch} Wt^* + K_0\operatorname{sh} Wt^*), \tag{25'}$$

respectiv:

$$K_0 = (K)_{\theta_{10}=\theta_{20}=0} = \frac{\vartheta_{1f} - \frac{2}{a}\cdot\frac{p_1}{A_2}\cdot\frac{C_2}{C_1}}{\vartheta_{1f}W} =$$

$$= \frac{1}{W}\left(1 - \frac{2p_1C_2}{aA_2C_1\vartheta_{1f}}\right) = \frac{1}{W}\left(1 - \frac{2a\delta_{p_1}}{A_{12}\vartheta_{p_1f}}\right). \tag{27'}$$

În fine, în situația în care coeficienții K și K_0 sînt supraunitari, atunci se pot introduce mărimile adimensionale:

$$\varphi = \operatorname{arg\,th}\frac{1}{K}, \quad \varphi_0 = \operatorname{arg\,th}\frac{1}{K_0}. \tag{28}$$

cu care expresia temporală a supratemperaturii cuprului $\vartheta_1(t)$, dată de una din egalitățile (25), (25'), poate căpăta o formă mai condensată și anume:

$$\frac{\vartheta_1}{\vartheta_{1f}} = 1 - \left(1 - \frac{\theta_{10}}{\vartheta_{1f}}\right)e^{-t^*}\frac{\operatorname{sh}(Wt^* + \varphi)}{\operatorname{sh}\varphi}, \tag{29}$$

respectiv, dacă motorul este pornit de la „rece",

$$\frac{\vartheta_1}{\vartheta_{1f}} = 1 - e^{-t^*}\cdot\frac{\operatorname{sh}(Wt^* + \varphi_0)}{\operatorname{sh}\varphi_0}. \tag{30}$$

Ultimele două relații permit calculul rapid al supratemperaturii cuprului înfășurărilor statorice la motoarele asincrone în scurtcircuit, în funcție de timpul normat t^*, cu ajutorul unui calculator electronic de buzunar cu funcții hiperbolice. Dacă nu sînt însă îndeplinite condițiile (28), se pot folosi egalitățile (25), respectiv (25').

4. Concluzii

Trecerea succintă în revistă a proceselor termice nestaţionare de la încălzirea maşinilor electrice de acţionare, bazate pe modelul celor două corpuri, cu care se pot asimila aceste maşini, a permis sesizarea importanţei unor mărimi de natura unor conductanţe termice (A_2, A_{12}), cît şi a capacităţilor termice C_1 şi C_2, ce intervin în acest model. Calculul încălzirii înfăşurărilor statorice ale motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit necesită cunoaşterea fie a ambelor conductanţe termice menţionate şi a raportului capacităţilor termice C_2/C_1, fie a mărimilor α, x şi a coeficienţilor β, γ.

Înlocuirea constantelor termice τ_1, τ_2, corespunzătoare cuprului şi fierului motorului de acţionare, constante termice ce pot fi determinate experimental prin mărimile $T = \tau_1\tau_2/(\tau_1 + \tau_2)$ şi $W = (\tau_2 - \tau_1)/(\tau_1 + \tau_2)$, conduce la expresii sintetice ale încălzirii înfăşurărilor, folosind funcţii hiperbolice. Se poate evita în acest mod calculul unor supratemperaturi parţiale limită finale (ϑ'_{1f}, ϑ'_{2f}), prezente în teoria cunoscută. Relaţii similare pot fi folosite şi în procesele nestaţionare de răcire.

Bibliografie

[1] *Bălă, C.* Maşini electrice. Teorie şi încercări (ediţia II-a). Ed. didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1982.

[2] *Dordea, T.* Maşini electrice (ediţia a II-a). Ed. didactică şi pedagogică Bucureşti, 1977.

[3] *Fransua, Al.* ş.a. Maşini şi sisteme de acţionări electrice. Probleme fundamentale. Ed. tehnică, Bucureşti, 1978.

[4] *Nicolaide, A.* Maşini electrice, **vol. I şi II**. Ed. Scrisul românesc, Craiova, 1975.

[5] *Müller, G.* Elektrische Maschinen. Theorie rotierender elektrischen Maschinen. VEB Verlag Technik, Berlin, 1970.

[6] *Saal, C. şi Szabo, W.* Sisteme de acţionare electrică. Determinarea parametrilor de acţionare. Ed. tehnică, Bucureşti, 1981.

[7] *Saal, C.* ş.a. Acţionări electrice şi automatizări. Ed. didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1980.

[8] *Philippow, E.* Taschenbuch Elektrotechnik, vol. **V** (Elemente und Baugruppen der Elektroenergietechnik). VEB Verlag Technik, Berlin, 1980.

[9] *Müller, G.* Die Problematik des Wärmequellennetzes bei elektrischen Kleinmaschinen. Elektrie, Berlin, **23** (1969), 7, 284–286.

[10] *Bartzer, St.* Contribuţii cu privire la alegerea puterii şi verificarea la încălzire a maşinilor electrice de acţionare. Teză de doctorat. Inst. politehnic „Traian Vuia", Timişoara.

[11] *Bartzer, St.* Power dimensioning of crane motors for type S4 and S5 actual duties. In : Proceedings of the Third National Conference on Electrical Drives, Braşov, May, 28–30, 1982, vol. **I**, p. A–45.. A–50.

[12] *Berger, T.* Beitrag zum Temperaturverlauf in den Wicklungen elektrischer Maschinen. Elektrie, Berlin, **26**, 11, 1972, 345–351.

[13] *Vogel, J.* Bestimmung der Typenleistung elektrischer Maschinen für Kurzzeit – und Aussetzbetrieb nach der Zweikörperprinzip. Elektrie, Berlin, **30**, 9, 1976, 472 - 474.

[14] *Vogel, J.* ş.a. Grundlagen der elektrischen Antriebstechnik mit Berechnungsbeispielen (ed. II-a). VEB Verlag Technik, Berlin, 1980.

[15] *Vogel, J.* şi *Bey, A.* Bestimmung der Wicklungstemperatur elektrischer Maschinen mit Analogrechner. Elektrie, Berlin, **34** (1980), 5, 227–229.

[16] *Vogel, J.* Wicklungserwärmung elektrischer Maschinen in nichtstationärem Betrieb. Elektrie, Berlin, **37** (1983), 1, 19–20.

CZ 621.3.011

CIRCUITE ELECTRICE COMPLEXE
METODA DIAKOPTICĂ

Analiza diakoptică cu plurimultipoli conjugaţi a circuitelor electrice complexe

MARIUS PREDA, GELU IONESCU* – BUCUREŞTI

Introducere

În lucrare se propune o nouă şi eficientă metodă de analiză a circuitelor electrice complexe, bazată pe utilizarea unor concepte şi teoreme originale şi anume :

a — conceptul de plurimultipol [B_1] ;

b — descompunerea unui circuit în plurimultipoli conjugaţi ;

c — schema echivalentă cu surse multiplu comandate a unui plurimultipol [B_2] ;

d — teorema generală de variaţie a funcţiilor de reţea [B_3] ;

Circuitul de analizat se descompune într-un sistem de plurimultipoli conjugaţi. Pentru fiecare plurimultipol din sistem se calculează parametrii schemei sale echivalente prin metoda variaţiei parametrilor [$B_{3,4}$]. Plurimultipolul echivalent sistemului de plurimultipoli se determină prin metoda interconexiunii [B_6].

Schemele echivalente ale plurimultipolilor sînt mai simple decît schemele echivalente ale multipolilor. Condiţiile de interconexiune ale plurimultipolilor conjugaţi se exprimă comod prin matricele incidenţelor esenţiale [B_5].

* Prof. dr. ing. *Marius Preda* şi ing. *Gelu Ionescu* – Institutul politehnic Bucureşti.

Această metodă de analiză diakoptică cu plurimultipoli conjugați (ADCPC) conduce la o eficientă metodă numerică de determinare a funcțiilor de rețea ale circuitelor electrice liniare, rezistive, cu surse comandate oarecare. ADCPC se poate, evident, utiliza și pentru determinarea funcțiilor complexe de transfer ale circuitelor liniare în regim sinusoidal. Prin liniarizare, ADCPC se poate extinde și la analiza circuitelor neliniare.

1. Descompunerea unui circuit în plurimultipoli conjugați

Un circuit care interacționează electromagnetic cu exteriorul său numai prin m poli de acces grupați în N grupuri de cîte n_h poli cu sumă nulă a intensităților curenților la fiecare grup h:

$$\sum_{j=1}^{n_h} i_j^{(h)} = 0, \quad h = 1, 2, ..., N \tag{1}$$

se numește N — multipol de ordinul N sau plurimultipol. Numărul total de poli de acces m al plurimultipolului este egal cu suma numerelor n_h de poli ale celor N grupuri de poli:

$$m = \sum_{h=1}^{N} n_h. \tag{2}$$

La descompunerea unui circuit într-un sistem de plurimultipoli interconectați la fiecare plurimultipol, polii ce aparțin unui aceluiași grup sînt legați între ei în exteriorul plurimultipolului prin căi formate din elemente de circuit. Polii ce aparțin aceluiași grup se notează în cele ce urmează cu un același indice superior.

La un sistem de plurimultipoli interconectați, polii comuni mai multor plurimultipoli se numesc *poli de legătură*.

Polii legați de sursele exterioare circuitului se numesc *poli de acces*.

Pentru simplitate se consideră cazul particular, dar suficient de cuprinzător în care polii de acces nu sînt poli de legătură și sursele externe sînt dipoli cu ambii poli conectați la același plurimultipol. Fiecare sursă externă este considerată ca un multipol particular (monodipol).

Pentru fiecare grup de poli al unui plurimultipol se alege un *pol de referință al grupului*. Fiecare pol diferit de polul de referință se caracterizează prin intensitatea curentului polului și tensiunea polului (față de polul de referință). Una din aceste mărimi se alege ca mărime de intrare și cealaltă ca mărime de ieșire a polului. Pentru plurimultipolii care în interiorul lor au la fiecare pol (ce nu e pol de referință) o singură sursă, mărimea de ieșire a polului este mărimea dată de sursă (tensiune pentru sursele de tensiune și curent pentru sursele de curent).

2. Schemele echivalente ale plurimultipolilor conjugați

Schema echivalentă a unui plurimultipol este formată din surse multiplu comandate legate cîte una de la fiecare pol la polul de referință al grupului de poli (din care face parte polul respectiv). Sursa multiplu comandată a fiecărui pol asigură realizarea mărimii de ieșire a polului în funcție de mărimile de intrare ale tuturor polilor (ce nu sînt poli de referință).

Schema echivalentă a fiecărui plurimultipol se poate determina [*B*3] prin metoda variației parametrilor. Pentru determinarea parametrilor schemei echivalente a unui plurimultipol (fig. 1a), se completează plurimultipolul cu cîte o sursă externă complementară la bornele fiecărei surse echivalente (fig. 1b). Matricea

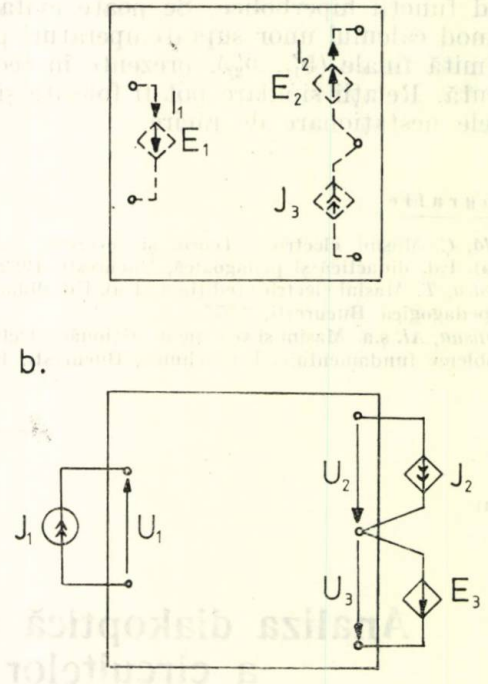


Fig. 1

parametrilor de comandă $[P]$ ai surselor multiplu comandate din schema echivalentă (a) a plurimultipolului este aceeași (egală) cu matricea funcțiilor de rețea $[H]$ ale plurimultipolului la bornele surselor externe (b). Pentru exemplul din figura 1 (considerat pentru simplitate în regim de curent continuu), corespunde:

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ J_3 \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ U_3 \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = [H] \begin{bmatrix} J_1 \\ J_2 \\ E_3 \end{bmatrix} \tag{3}$$

și:

$$[P] = [H]. \tag{4}$$

Este util de remarcat că inversarea sensului de referinţă la toate sursele externe nu modifică valoarea matricei $[H]$.

Un *sistem de plurimultipoli (interconectaţi) conjugaţi* are prin definiţie, pentru fiecare plurimultipol, mărimile de intrare ale polilor de legătură, determinate de teoremele lui Kirchhoff în funcţie de mărimile de ieşire ale polilor de legătură din sistem.

Se observă că, asociind surse de tensiune ramurilor şi surse de curent coardelor, în graful surselor echivalente legate la poli de legătură se obţine un sistem de plurimultipoli conjugaţi. Aceasta deoarece ecuaţiile în curent determină curenţii ramurilor în funcţie de curenţii coardelor, iar ecuaţiile în tensiune determină tensiunile coardelor în funcţie de tensiunile ramurilor.

Pentru exemplificarea celor de mai sus se consideră circuitul (C) din figura 2, descompus în plurimultipli. Circuitul (C_e) echivalent cu scheme în stea multiplă a multipolilor este reprezentat în figura 3. Graful neconex (G_e) al circuitului echivalent este indicat în figura 4, şi are ramurile arborilor aleşi marcate cu un vîrf de săgeată, iar coardele coarborilor cu două vîrfuri de săgeată. Alegerea arborilor determină natura surselor echivalente (legate la polii de legătură), ca în figura 5.

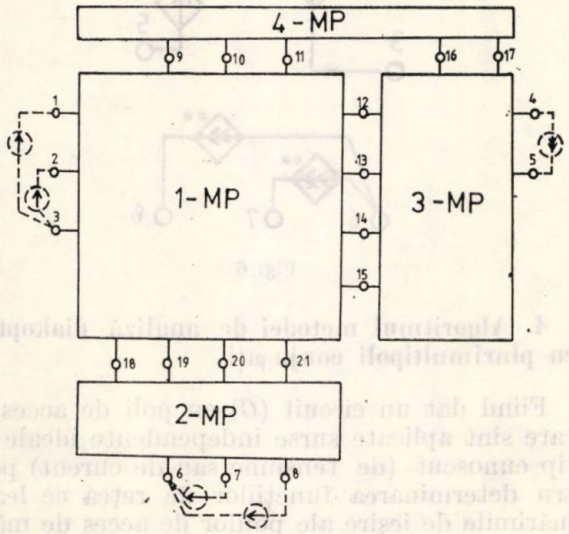


Fig. 2

3. Calculul funcţiilor de reţea la polii de acces ai circuitului pe baza schemelor echivalente ale plurimultipolilor componenţi

Funcţiile de reţea la bornele surselor exterioare (de alimentare) ale circuitului dat (C) sînt aceleaşi cu funcţiile de reţea la polii de acces ai circuitului echivalent (C_e), în care plurimultipolii componenţi au fost înlocuiţi cu schemele lor echivalente.

Circuitul echivalent (C_e) a fost astfel format încît funcţiile de reţea la polii de acces ai acestui circuit pot fi determinate simplu prin metoda interconexiunii $[B_5]$.

Aceasta rezultă din următoarele:

a — schemele echivalente ale plurimultipolilor au surse comandate de tensiune numai în ramuri şi surse comandate de curent numai în coarde;

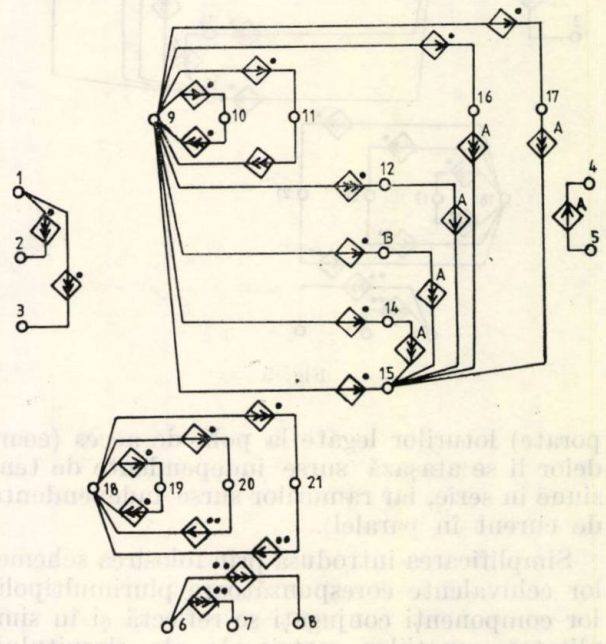


Fig. 3

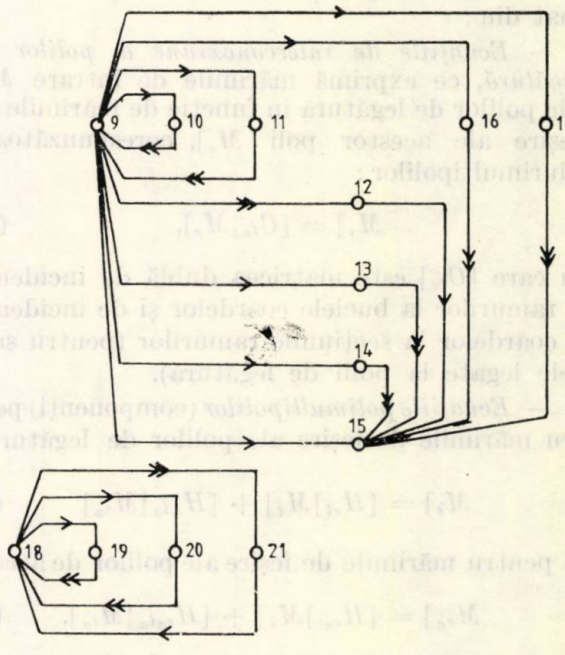


Fig. 4

b — sursele externe (de alimentare) pot fi considerate ca surse independente ataşate (încor-

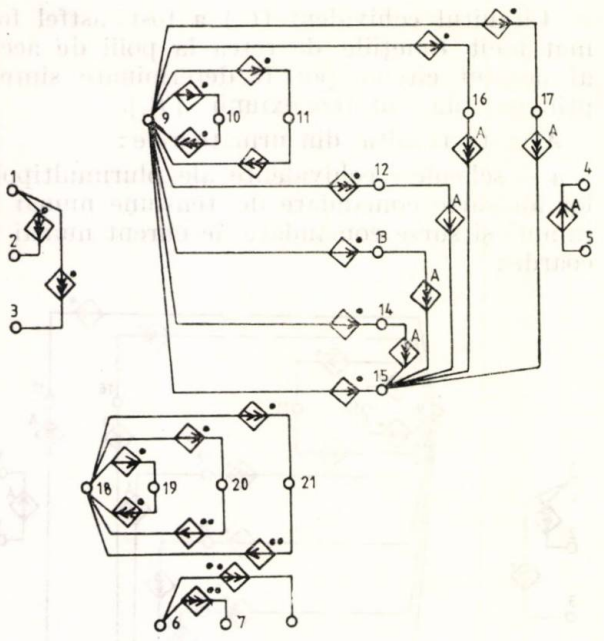


Fig. 5

porate) loturilor legate la polii de acces (coardelor li se ataşază surse independente de tensiune în serie, iar ramurilor surse independente de curent în paralel).

Simplificarea introdusă prin folosirea schemelor echivalente corespunzătoare plurimultipolilor componenţi conjugaţi se reflectă şi în simplitatea ecuaţiilor matriceale ale circuitului, bazate pe ecuaţiile acestor scheme echivalente.

Sistemul complet al acestor ecuaţii este format din :

— *Ecuaţiile de interconexiune a polilor de legătură*, ce exprimă mărimile de intrare $M_i]$ ale polilor de legătură în funcţie de mărimile de ieşire ale acestor poli $M_e]$, corespunzătoare plurimultipolilor :

$$M_i] = [C_{ie}]M_e], \tag{5}$$

în care $[C_{ie}]$ este matricea dublă de incidenţă a ramurilor la buclele coardelor şi de incidenţă a coardelor la secţiunile ramurilor (pentru sursele legate la polii de legătură).

— *Ecuaţiile polimultipolilor* (componenţi) pentru mărimile de ieşire ale polilor de legătură :

$$M_e] = [H_{ei}]M_i] + [H_{e,ia}]M_{ia}] \tag{6}$$

şi pentru mărimile de ieşire ale polilor de acces :

$$M_{ea}] = [H_{eai}]M_i] + [H_{eaia}]M_{ia}], \tag{7}$$

în care indicele a corespunde polilor de acces.

Mărimile de intrare ale polilor de acces $M_{ia}]$ sînt cunoscute şi, deci, prin calcule simple din ecuaţiile matriciale (5), (6), rezultă matricea coloană a mărimilor de intrare la polii de legătură :

$$M_i] = ([l_i] - [C_{ie}][H_{ei}])^{-1}[H_{eia}]M_{ia}]. \tag{8}$$

Ca urmare, înlocuind (8) în (7) rezultă matricea coloană căutată a mărimilor de ieşire la polii de acces :

$$M_{ea}] = ([H_{eaia}] + [H_{eai}])([l_i] - \\ - [C_{ie}][H_{ei}])^{-1}[H_{eia}])M_{ia}]. \tag{9}$$

Matricea $[H^{ech}_{eaia}]$ a funcţiilor de reţea echivalente căutate reprezintă matricea ce înmulţeşte la stînga în relaţia (9), pe $M_{ia}]$. De aici rezultă expresia :

$$[H^{ech}_{ea,ia}] = [H_{eaia}] + [H_{eai}]([l_i] - \\ - [C_{ie}][H_{ei}])^{-1}[H_{eia}]. \tag{10}$$

Funcţiile de reţea la bornele polilor de acces ale circuitului constituie parametrii surselor multiplu comandate ale schemei echivalente a circuitului (în raport cu polii de acces ai surselor de alimentare), reprezentată în figura 6.

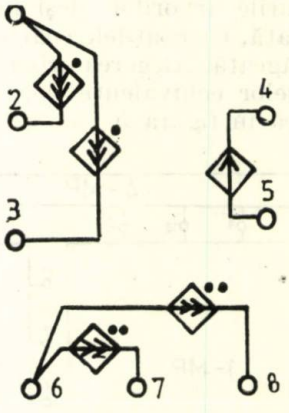


Fig. 6

4. Algoritmul metodei de analiză diakoptică cu plurimultipoli conjugaţi

Fiind dat un circuit (C) cu poli de acces la care sînt aplicate surse independente ideale de tip cunoscut (de tensiune sau de curent) pentru determinarea funcţiilor de reţea ce leagă mărimile de ieşire ale polilor de acces de mărimile de intrare ale polilor de acces se procedează astfel :

1. Se descompune circuitul în plurimultipoli astfel încît cei doi poli de acces ai fiecărei surse independente să aparţină unui singur plurimultipol.

2. Se determină grupurile de poli ale fiecărui plurimultipol şi se alege un pol de referinţă pentru fiecare grup.

3. Se construieşte graful neconex al schemelor echivalente în stea multiplă ale plurimultipolilor corespunzător polilor de legătură şi se aleg

ramurile ce formează cîte un arbore în fiecare parte conexă a acestui graf.

4. Se precizează natura surselor multiplu comandate din schemele echivalente ale plurimultipolilor.

5. Se calculează parametrii schemei echivalente a fiecărui plurimultipol (prin metoda variaţiei parametrilor).

6. Se calculează funcţiile de reţea (căutate) ale circuitului dat folosind circuitul format din schemele echivalente ale plurimultipolilor componenţi (prin metoda interconexiunii).

În anexă se prezintă un exemplu de aplicare a metodei (ADCPC) propuse.

plexe. Aceasta, deoarece permite o apreciere simplă şi rapidă a efectelor produse de modificarea unor parametrii ai circuitului şi dă ample informaţii despre mărimile ce caracterizează funcţionarea circuitului studiat.

ANEXA

Exemplul 1

Se consideră circuitul reprezentat în figura 7. Funcţiile de reţea corespunzătoare mărimilor de intrare E_{1S}, E_{2S}, I_{3S} şi mărimilor de ieşire complementare acestora se determină prin descompunerea circuitului în cei patru pluri-

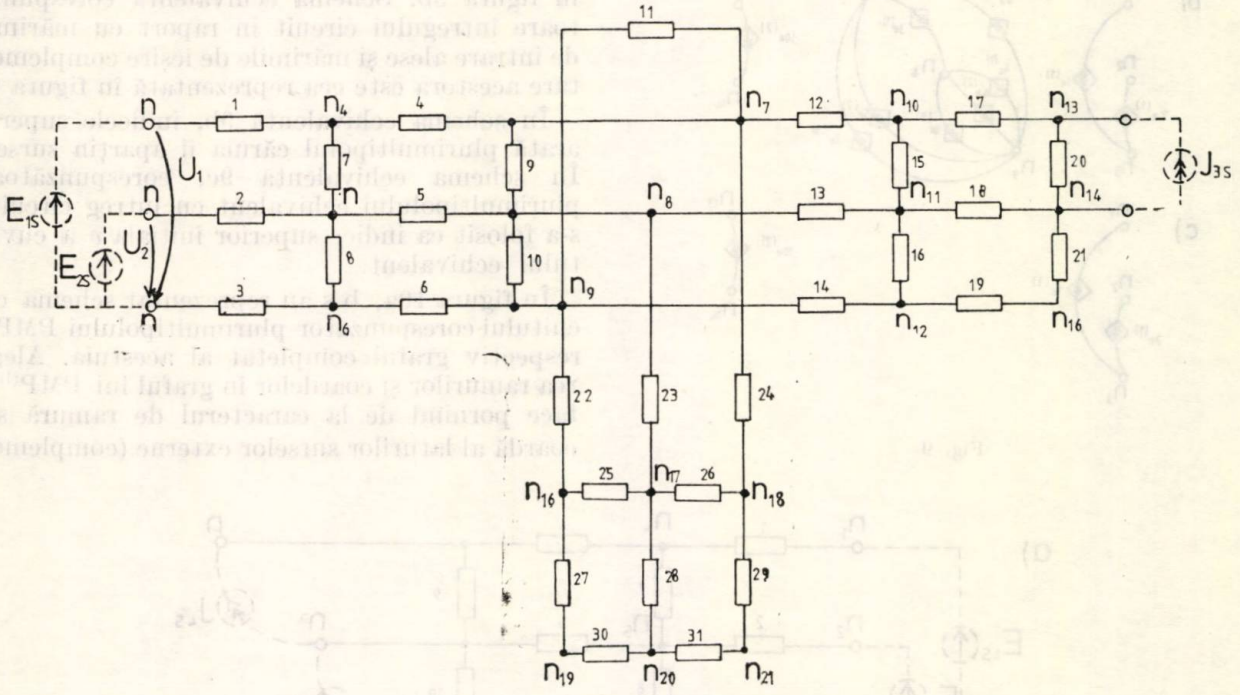


Fig. 7

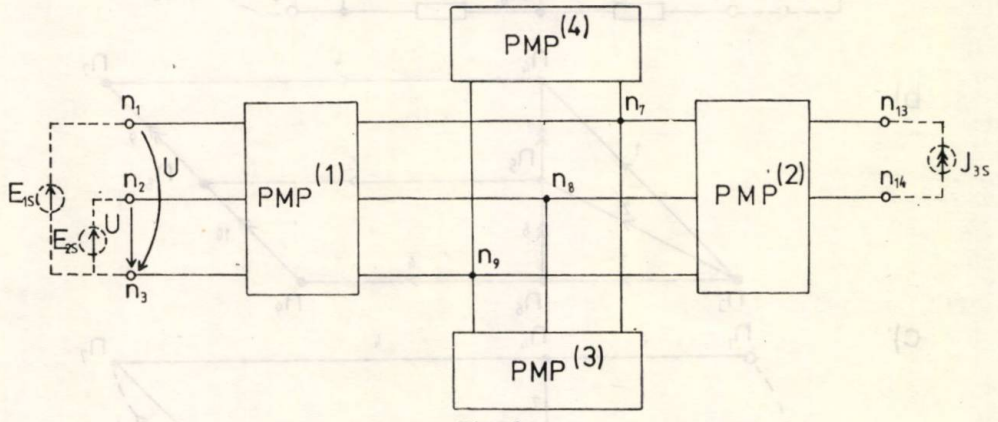


Fig. 8

5. Concluzii

Metoda propusă este mai eficientă decît metodele de analiză uzuale şi prezintă avantaje deosebite în proiectarea circuitelor electrice com-

multipoli indicaţi în figura 8. Pentru simplitate se iau în acest exemplu toate rezistenţele elementelor egale cu 1Ω.

Graful surselor echivalente ale plurimultipolilor este reprezentat în figura 9a. Laturile

corespunzătoare surselor echivalente din interiorul plurimultipolilor au fost desenate continuu. Laturile prezentate corespund surselor externe atașate mărimilor de intrare E_{1s}, E_{2s}, I_{3s} ale circuitului.

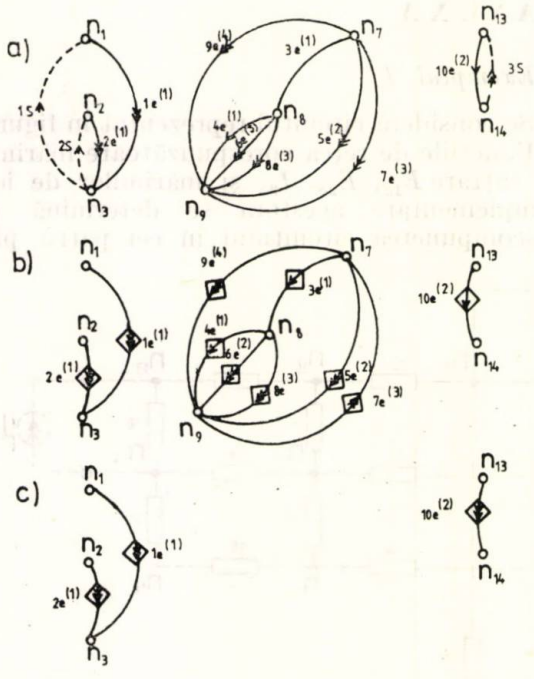


Fig. 9

În figura 9a se indică arborii aleși în graful neconex al surselor echivalente. Laturile corespunzătoare ramurilor sînt marcate cu un vîrf de săgeată, iar cele corespunzătoare coardelor sînt marcate cu două vîrfuri de săgeată. Laturile surselor externe de tensiune se aleg ca ramuri (ceea ce este totdeauna posibil), iar laturile surselor externe de curent se aleg coarde (ceea ce este totdeauna posibil). Această convenție de marcare a fost adoptată deoarece în continuare sursele echivalente interne corespunzătoare ramurilor se aleg surse de tensiune, iar cele corespunzătoare coardelor se aleg surse de curent. Astfel, schema echivalentă a circuitului descompus în PMP este cea reprezentată în figura 9b. Schema echivalentă corespunzătoare întregului circuit în raport cu mărimile de intrare alese și mărimile de ieșire complementare acestora este cea reprezentată în figura 9c.

În schema echivalentă 9b, indicele superior arată plurimultipolul căruia îi aparțin sursele. În schema echivalentă 9c, corespunzătoare plurimultipolului echivalent cu întreg circuitul s-a folosit ca indice superior inițiala *e* a cuvîntului echivalent.

În figura 10a, b s-au reprezentat schema circuitului corespunzător plurimultipolului PMP$^{(1)}$, respectiv graful completat al acestuia. Alegerea ramurilor și coardelor în graful lui PMP$^{(1)}$ se face pornind de la caracterul de ramură sau coardă al laturilor surselor externe (complemen-

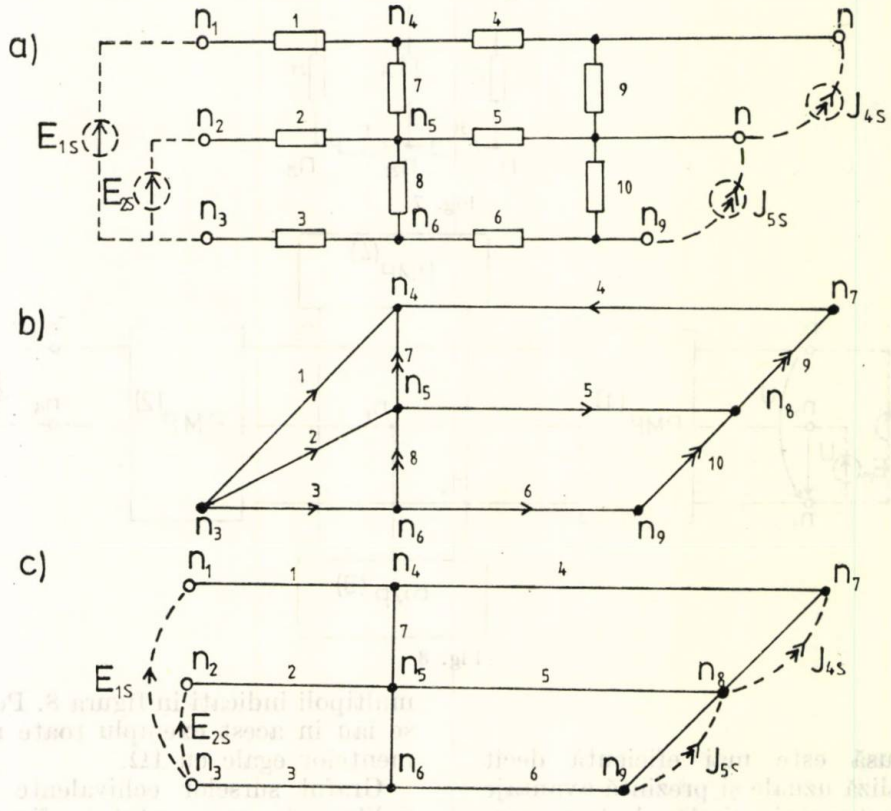


Fig. 10

tar caracterului laturilor surselor echivalente interne), din graful circuitului (C). În acest graf pentru simplitate s-a considerat cîte o singură latură pentru sursele de tensiune externe în serie, respectiv pentru sursele de curent externe în paralel cu elemente ale PMP[1]. Acesta reduce numărul de laturi ale grafului și deci numărul de linii și coloane ale tabloului calculat.

Calculul matricelor funcțiilor de rețea ale circuitelor echivalente ale PMP componenți se face prin metoda variației parametrilor [$B3$].

Pentru calculul plurimultipolului echivalent cu întreg circuitul (fig. 10c) se folosește metoda interconexiunii [$B6$].

Matricea căutată [H] a funcțiilor de rețea ale circuitului studiat este:

	E_{12}	E_{2e}	J_{10e}
I_{1e}	0,454643	−0,263031	$7{,}57135 \cdot 10^{-3}$
$[H] = I_{2e}$	−0,263031	0,528226	$-2{,}68808 \cdot 10^{-3}$
U_{10e}	$7{,}57135 \cdot 10^{-3}$	$-2{,}68808 \cdot 10^{-3}$	−0,699497

Bibliografie

[1] *Preda, M., Spinei, F.*: A generalization of the multiport concept. In Revue Roumaine des sciences technique, Serie Electrotechnique et Energetique, Tome **28**, Bucarest, 1980.

[2] *Preda, M., Nicoară, N., Andrei, H., Durghinescu, D.* Determinarea schemelor echivalente ale circuitelor electrice nereciproce. In: EEA-Electrotehnica, anul **30**, nr. 5, iulie 1982, p. 183.

[3] *Preda, M., Cristea, P., Ionescu, G.* An optimal method for hybrid transfer function computation. 4-th International Conference on control systems and computer science, Bucharest, Polytechnical Institute, Departement Control and Computers, 17—20 june 1981, p. 123—126.

[4] *Preda, M., Ionescu, G., Durghinescu, D., Colțeanu, M.* Analiza circuitelor rezistive mari utilizînd metoda funcțiilor de transfer hibride. In: EEA-Electrotehnica, anul 30, nr. 4, mai 1982, p. 131.

[5] *Preda, M., Cristea, P., Ionescu, G.* A new method for analysing complex networks based on iterative hibrid network functions computation. In: Revue Roumaine des Sciences techniques, Serie Electrotechnique et Energetique, Tome **25**, Bucarest, 1980, p. 537.

[6] *Preda, M., Cristea, P., Nicoară, N., Durghinescu, D.* Analysis of electrical networks by means of the interconnection source method. In: Revue Roumaine des science techniques, Serie Electrotechnique et Energetique. In curs de publicare.

[7] *Brown, M.* Solution of large networks by matrix methods, John Wiley and Sons, New York, 1977.

[8] *Happ, H.H.* Diakoptica — metodă de analiză a sistemelor complexe, Editura tehnică, București, 1975.

CZ 621.317.39

MĂSURĂTORI ELECTROTEHNICE
INTERFAȚĂ STANDARD
MICROPROCESOR

Sisteme numerice de interconectare a aparatelor de măsură în schemele unor aplicații din electrotehnică

GABRIELA IONESCU, CRISTIAN IONESCU* — BUCUREȘTI

Introducere

Dezvoltarea tot mai accentuată a tehnologiilor de control în electrotehnică a permis realizarea unor aparate de măsură tot mai perfecționate, cu o mare flexibilitate în funcționare, capabile să efectueze și anumite prelucrări de date numerice, cum ar fi statistici, transformări de unități, liniarizări, analize Fourier etc. Arhitectura aparatelor de măsură a suferit și ea mari modificări. În aparatele de măsură pentru frecvențe relativ joase, partea analogică a cedat tot mai mult locul părții numerice astfel încît în prezent un aparat de măsură tipic constă dintr-un microprocesor, o memorie-program, date, și o interfață cu mediul analogic. Existența codurilor de schimb a informației, precum și modificările apărute în structura aparatelor de măsură au dus cu timpul la apariția unor interfețe de schimbare a informațiilor între aparatele de măsură, sau și alte tipuri de dispozitive.

Se disting mai multe moduri de interconectare a aparatelor de măsură, așa cum sînt prezentate în figura 1. Pe lîngă coerența informațiilor, interfețele mai pot impune uniformizarea alimentărilor cu energie, precum și o serie de limitări constructive.

* Centrul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică — București.

În tabelul 1 sînt prezentate cîteva interfeţe mai cunoscute, existente în acest moment pentru aparatele de măsură.

Printre ele se află interfeţe simple de tip cascadă, cum ar fi HP-IL, dar şi interfeţe de tip magistrală de mare viteză şi cu un număr de echipamente conectabile foarte mare, cum ar fi CAMAC. Interfaţa standard (I.S.) actuală permite un mare număr de tipuri de interconectări, răspunzînd astfel cerinţelor tot mai complexe pe care trebuie să le satisfacă un sistem de măsură modern.

Acest sistem de interfaţă standard (I.S.) a fost propus încă din 1972 [1], devenind standard oficial în 1978 în SUA (ANSI-IEEE 488) şi în 1979 în Europa (IEC-625). Răspîndirea sa a fost explozivă chiar din anul omologării, cînd existau aproximativ 600 de produse ce

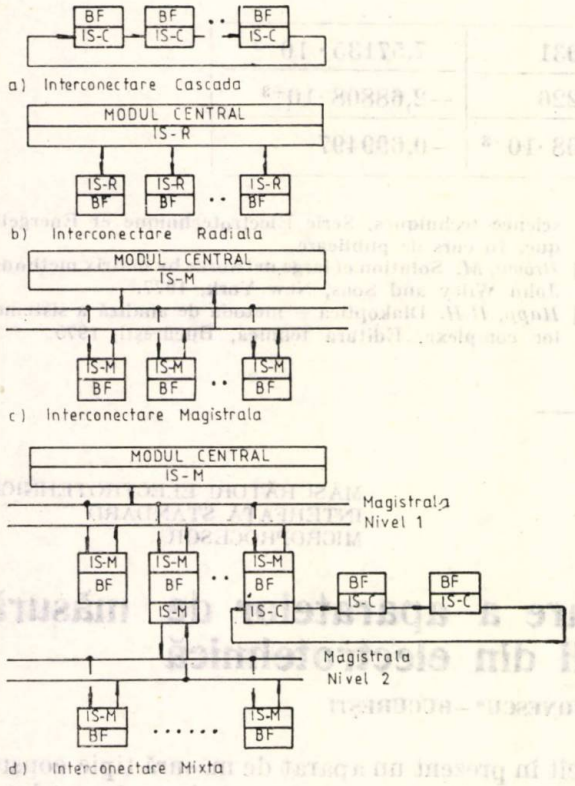


Fig. 1. Principalele moduri de interconectare a aparatelor de măsură.

incorporau acest standard. Cea mai nouă interfaţă este HP-IL care comunică cu ajutorul a două fire şi care este destinată transmisiilor lente [2]. Drept controlor se poate folosi un calculator de buzunar HP 41/CV care mai poate efectua şi o serie de alte calcule legate de procesul de măsură: conversii de temperatură, liniarizări etc.

Dintre interfeţele puternice cunoscute, cea mai reprezentativă este CAMAC 4600 — CAMAC 4100 realizată la sugestia EURATOM. Interfaţa are debite de 3 MB/s pe cele 24 linii de biţi de date. În plus, gama modulelor adresate este extrem de mare: peste 150. Aceste performanţe se compensează însă de nevoia de a avea 109 linii de semnal pentru o cutie (crate) completă [3].

Tabelul 1

Sisteme de interfaţare cunoscute

Norma	Sursa	Clasa		Coerenta: I=informationala C=constructiva E=energetica
		IS-CR	IS-M	
IMS 1	CAER	+		I
SI 1.2	RDG	+		I
BS 4421	ANGLIA	+		I
SIAL	CAER	+		I
SI 2.2	RDG		+	I
CAMAC	EURATOM	(+) adresare	+	I; E; C
NIM	SUA			I; E; C
SIF 1000	RDG		+	I; E
IEC 625-1 IEEE 488 HPIB ISM-2	IEC ANSI HP CAER	+	+	I
PARTYLINE	PHILIPS		+	I
PEGAMAT	SIEMENS		+	I
HP-IL	HP	+		I; E

Spre deosebire de aceasta, standardul IEC 625 [4] nu are decît 16 linii de semnal pe care vehiculează date corespunzător unui anumit protocol. În plus, pe interfaţă nu se pot găsi decît 15 echipamente din care unul controlează funcţionarea I.S.

Evident însă că, unul din cele 14 echipamente rămase în I.S. poate fi un translator de „bus" care pe lîngă conectarea sa la busul primar ca un dispozitiv oarecare să mai aibă şi funcţie de controler al unei alte I.S. În acest mod, se poate realiza o ierarhie de aparate de măsură extrem de flexibilă cu care se pot rezolva probleme de măsurări de mari dimensiuni.

1. Interfaţă standard internaţional IEC-625

I.S. conţine trei elemente de bază cu ajutorul cărora organizează şi conduce fluxul de informaţii între dispozitive:

— dispozitive de tip „ascultător" care pot fi adresate de un mesaj de interfaţă pentru a primi un mesaj dependent de dispozitiv de la un alt component al sistemului;

— dispozitive de tip „vorbitor" care pot fi adresate de un mesaj de interfaţă pentru a trimite mesaje dependente de dispozitiv la alte dispozitive din sistem;

— un dispozitiv cu capabilitate de control care poate adresa alte dispozitive indicîndu-le să vorbească sau să asculte; în plus, acest dispozitiv, controlerul, poate transmite mesaje de interfaţă pentru a specifica anumite acţiuni în restul dispozitivelor şi nu poate primi sau emite mesaje dependente de dispozitiv.

Dispozitivele conectate prin intermediul I.S. pot fi în acelaşi timp oricare din cele trei tipuri

prezentate, în orice proporție, mai mult, I.S. conține mesaje de interfață cu care pot fi realizate următoarele operații:

— Seria Poll: poate fi inițiată atunci cînd un dispozitiv (vorbitor) cere o acțiune a controlerului prin transmisia unei cereri; controlerul examinează pe rînd byte-ul de stare al fiecărui dispozitiv pentru a determina pe cel ce a efectuat cererea;

— Parallel Poll: un dispozitiv poate transmite la cererea controlerului un bit de informație (cerere de serviciu) simultan cu alte dispozitive. Atribuirea unei linii de date unui anume dispozitiv pentru răspunsul la Parallel Poll se poate face prin mesaje de interfață;

— „Device Trigger" și „Device Clear" permit inițializarea unui dispozitiv și declanșarea sesiunii sale de lucru;

— „Remote/Local" permite dispozitivului să aleagă între reglajele locale (panou) și cele indicate de I.S.

Sistemul de interfață (I.S.) conține 16 linii pe care se transmit date numerice referitoare la mărimile măsurate de 8 biți DIO, informații de control ale busului de date (3 linii) și busul de control al I.S. (5 linii). Mesajele sînt transmise pe cele 8 linii DIO în cod ASCII (sau ISO), în forma unui octet în mod serial, dar se pot transmite și șiruri de biți doar pe o linie. Structura I.S. este prezentată în figura 3. Cu o asemenea structură se poate realiza un repertoriu suficient de larg de funcții de interfață.

În cadrul standardului IEC 625—1 prin intermediul funcțiilor și mesajelor interfeței, utilizatorul poate:

— să obțină/transmită date de la/către orice dispozitiv sau grup de dispozitive;

— să asigure lucrul prin întreruperi, fără executarea unor bucle de așteptare;

— să transmită automat date între echipamente;

— să modifice dinamic și automat reglajele diferitelor aparate de măsură;

— să transmită datele de la o sursă la mai multe destinații simultan;

— să efectueze controlul deplin asupra modului de acțiune a I.S.

Din aceste proprietăți reiese caracterul flexibil al interfeței și superioritatea ei asupra

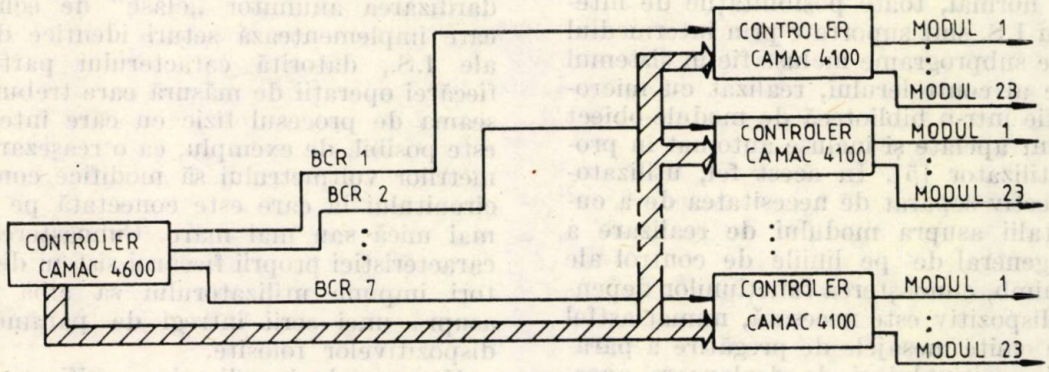


Fig. 2. Structura generală a sistemului de interfață CAMAC.

altor tipuri. Există o limitare de viteză a interfeței datorită caracterului serial al informațiilor transmise — comparat cu cel semiparalel de CAMAC. Pe lîngă acestea, adresările specifice se fac pe același bus de date încetinind operarea.

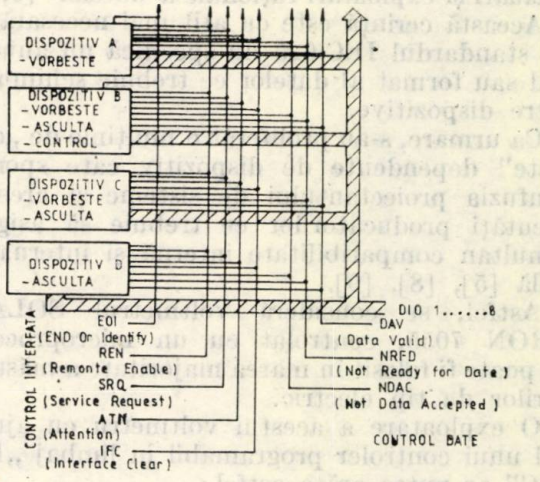


Fig. 3. Capabilitățile IS și structura busului de date.

Există și o serie de avantaje legate, în primul rînd, de numărul redus de linii al acestei I.S., ceea ce duce atît la micșorarea dimensiunilor interfețelor (deci și a aparatelor care le conțin), cît și la o creștere a siguranței în funcționare (invers proporțională cu numărul de legături); iar domeniul aparatelor de măsură, cărora le este dedicat standardul, efectuează o măsurătoare în circa 1—2 ms. Pentru aceste dispozitive I.S. IEC-625 reprezintă un mijloc economic, sigur și foarte flexibil de a interacționa. Asemenea sisteme își găsesc o largă utilizare

în domeniul măsurării, supravegherii și controlului proceselor de orice tip (științifice, economice, industriale etc.).

2. Conducerea interfețelor — standard din cadrul programelor utilizator

În mod normal, toate posibilitățile de interacțiune cu I.S. sînt suportate prin intermediul unui set de subprograme incluse fie în sistemul de operare al controlerului, realizat cu microprocesor, fie într-o bibliotecă de module-obiect de unde sînt apelate și incluse automat în programele utilizator [5]. În acest fel, utilizatorul este efectiv separat de necesitatea de a cunoaște detalii asupra modului de realizare a traficului general de pe liniile de control ale I.S. În schimb, cunoașterea funcțiunilor dependente de dispozitiv este necesară, numai astfel putîndu-se emite mesajele de pregătire a parametrilor dispozitivului și de declanșare oportună a diferitelor posibilități de funcționare. Din acest punct de vedere, utilizatorul trebuie să fie dotat cu o posibilitate de a realiza bucle de așteptare în timp, precise, suportate atît de hardware-ul, cît și de software-ul controlerului.

În sfîrșit trebuie cunoscute bine și formatele datelor „primite de la/trimise la „dispozitive pentru a se putea realiza editările necesare unei preluări și exploatări raționale a datelor [6, 7].

Această cerință este cu atît mai necesară cu cît standardul IEC-625 nu specifică un anumit cod sau format al datelor ce trebuie schimbate între dispozitive.

Ca urmare, s-au proliferat o mulțime de „dialecte" dependente de dispozitiv care sporesc confuzia proiectantului de sisteme și creează greutăți producătorilor ce trebuie să asigure simultan compatibilitate internă și internațională [5], [8], [9].

Astfel, se consideră voltmetrul SOLARTRON 7055, controlat cu un microprocesor ce poate fi folosit în marea majoritate a măsurătorilor de tip electric.

O exploatare a acestui voltmetru cu ajutorul unui controler programabil în limbaj „BASIC" ar putea arăta astfel:

```
5 LET=N=60; Adresa interfeței controler
10 LET N1 = 6017; Adresa voltmetrului 7055
15 REMOTE =N; Lansează REN
20 PRINT „REMOTE SETTINGS."; Mesaj consolă
25 INPUT AS; Citește reglaje 7055 în A
30 PRINT = N1 : AS; Transmite A la 7055
35 TRIGGER=N1; Declanșează o măsurare
40 INPUT=N1 :AS; Citește rezultatul în A
45 PRINT AS; Tipărește A
50 LOCAL = N1; 7055 în mod local
55 LOCAL = N; Controler în local
```

Exemplul este sugestiv și permite sublinierea faptului că utilizatorul trebuie să întreprindă o serie de acțiuni dependente de dispozitiv: reglarea parametrilor de măsură, declanșarea măsurării etc. Aceste acțiuni pot fi înglobate în software-ul sistemului dar trebuie făcută o observație importantă: nu este posibilă standardizarea anumitor „clase" de echipamente care implementează seturi identice de funcții ale I.S., datorită caracterului particular al fiecărei operații de măsură care trebuie să țină seama de procesul fizic cu care interferează: este posibil, de exemplu, ca o reașezare a parametrilor voltmetrului să modifice comportarea circuitului la care este conectată pe o durată mai mică sau mai mare. Cunoașterea acestor caracteristici proprii fiecărui sistem de măsurători impune utilizatorului să aibă controlul asupra unei serii întregi de parametri tipici dispozitivelor folosite.

Un exemplu de aplicație semnificativă îl poate constitui testarea motoarelor electrice în regimurile impuse de constructor. Presupunînd aproximativ 500 puncte de măsură și culegerea manuală a datelor, urmată de prelucrarea lor pe calculator, apare evident necesitatea unui interval de 3—5 zile între repetarea a 2 teste succesive. Folosind structura din figura 4 durata testului, pe lîngă funcționarea în regim a motorului, se prelungește cu cîteva zeci de minute, în funcție de rezultatele cerute calculatorului. Aceeași configurație poate fi folosită și pentru supravegherea detaliată a unor motoare valoroase pentru funcționarea corectă a unei instalații industriale.

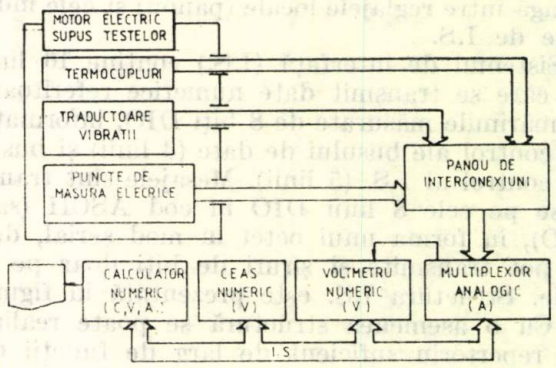


Fig. 4. Structura unui sistem de măsură a motoarelor electrice.

Într-o altă situație, tipică măsurătorilor electrotehnice complexe în care sînt baleiate o serie de canale analogice, mărimile sînt măsurate, convertite în valori numerice și apoi listate pe imprimanta sistemului din figura 4:

```
20 INPUT „START CHANNEL=?", S
30 INPUT „STOP CHANNEL=?", E
40 CALL INIT; Rutina realizează CLEAR și REMOTE
```

```
50 CALL DVM (1,7,Ø,Ø); VN este trecut în stările
55 REM DVM (1,7,Ø,Ø) DC(1,) și AUTO-RANGE (,7,)
60 FOR I=S TO E
70 CALL CHAN (1,I); Selecție canal I
80 FIXED 6; Format tipărire: 6 cifre
90 R=FNR(DVM); Măsurătoarea VN convertită
100 PRINT R: Se tipărește R
110 NEXT I; Reluăm bucla.
```

Folosirea din ce în ce mai accentuată a limbajelor structurate de tip PASCAL și ADA care permit, în plus, procese paralele împreună cu sisteme de operare pentru lucrul în timp real va permite, fără îndoială, realizarea unor aplicații mult mai puternice care folosesc intens flexibilitatea I.S. Deci, pe lîngă funcția de supraveghere un asemenea sistem ar colecta și date, ce s-ar dovedi valoroase în organizarea unui service prompt și eficient.

3. Modalități de implementare a standardului IEC-625

După cum s-a putut vedea pînă în prezent, folosirea I.S. aduce o serie de avantaje nete care fac să crească interesul pentru implementarea I.S. pe baza standardului IEC-625. Implementările posibile se așază pe trei nivele distincte de realizări:

— realizări hardware dedicate;
— circuite hardware speciale în combinație cu microprocesoare special programate;
— microprocesoare care preiau în software toate sarcinile hardware-ului.

Aceste variante au fost încercate pe rînd de diverși producători în scopul găsirii celei mai ieftine și mai sigure [10].

Astfel, mecanismul de interacțiune pe bus poate fi implementat prin intermediul unui automat secvențial realizat cu circuite integrate discrete TTL-SSI și MSI și care interferează cu interfața controlată sau nu de un microprocesor.

Există situații mai complicate: tranzițiile pe care le face controlerului ca răspuns la diferitele semnale care vin de la I.S.

În aceste condiții, implementarea hardware a funcției devine dificilă și neeconomică. În plus, controlerului astfel creat, nu i se pot asocia ușor și alte posibilități. Concluzia clară este aceea că în acest moment trebuie recurs la un microprocesor cu software dedicat. Este interesant de văzut cît de dificil este un asemenea software. Pentru a-l putea realiza, s-au efectuat o serie de codificări ale stărilor în figura 5.

Pe baza reprezentărilor din figura 5 și ale codificării propuse, conform standardului IEC-625, diagrama de stări se transformă în următorul vector de numere întregi:

```
T: 1,3,3,2,Ø,   2,4,3,Ø,   3,8,5,7,6,5,4,Ø,
   4,6,1,Ø,     6,9,7,11,8,Ø 7,14,8,Ø,
   8,13,3,Ø,    9,12,8,Ø,    Ø.
```

Separările între grupe de cifre sînt făcute pentru a evidenția structurile de codificări conform figurii 5. Ordinea grupărilor nu are nici un rol, poziția lor putînd fi modificată pe considerente statistice astfel încît algoritmul să funcționeze cît mai rapid.

Implementarea software-ului ar putea fi realizată după următorul program scris în limbajul ADA:

```
function NEXT_ST (ST, COND: in INTEGER) return INTEGER is type TRANS is
array (1 ... 39) of INTEGER;
NEW_ST, I: INTEGER;
T: constant TRANS: = (1, 3, 2, Ø, 2, 4, 3, Ø,
..., 9, 12, 8, Ø, Ø);
begin
I: 1; NEW_ST: = ST;
while T (I) = Ø 100p
      if T(I) = ST then
         while T(I)/ = Ø loop
               I: = I + 1;
               if T(I) = COND then
                  NEW_ST: = T(I + 1); exit;
               else
                  I: = I + 2;
               endif
         endloop;
         exit;
      else
         while T(I)/ = Ø loop
               I: = I + 1;
         endloop;
         I: = I + 1;
      endif;
endloop;
return NEW_ST;
end NEXT_ST;
```

4. Concluzii

* Pe baza acestor considerații, autorii au realizat un model al interfeței 625, model ce conține aproximativ 1 000 linii-sursă. În prezent sînt în lucru căutările porțiunilor care pot fi implementate prin hardware, precum și rescrierea modelului astfel încît să nu ocupe mai mult de 2 kB de memorie pentru implementări uzuale, ale funcției de controler vorbitor și ascultător.

* Se poate partiționa software-ul scris astfel încît să se poată activa și alte funcții mai reduse; în plus, o cerință importantă care va fi introdusă în software, va fi posibilitatea unui autotest al magistralei.

* Ca selecție de microprocesor, autorii s-au orientat către Z80, model de cost redus în majoritatea țărilor industrializate, binecunoscut ca

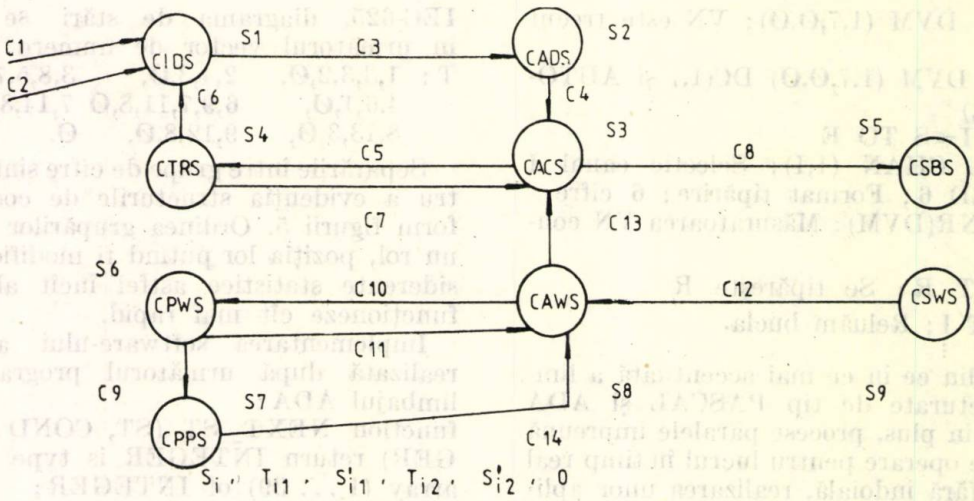


Fig. 5. O parte a stărilor controlerului de interfață și codificarea tranzițiilor pentru o stare.

performanțe, care asigură o compatibilitate suficient de bună cu alte tipuri.

* O altă soluție este folosirea unui cablu coaxial pe care informațiile se transmit serial pe biți după tehnicile ETHERNETE. Simplificarea adusă în partea de transmisie/recepție propriu-zisă, precum și posibilitatea realizării unei legături lungi, duc la o anumită complicare logică a interfeței și pierdere a apartenenței la standard.

* Față de interesul prezentat de I.S. IEC 625 în aparatele de măsură uzuale, autorii au adoptat un punct de vedere care permite folosirea conceptelor și soluțiilor și în domenii mai puțin sprijinite de standard: măsurile și acționările industriale.

* Orientarea către implementarea pe microprocesor a setului de funcții în raport cu folosirea unui circuit dedicat, precum și folosirea unui mediu de transmitere serial, de tip cablu coaxial sau fibră optică, duc la rezolvarea unor probleme dificile de mediu și de posibilități de reconfigurare.

Abrevieri

HP—IL — Hewlett Packard Interface Link Legătură de interfață Hewlett - Packard
IS—C = Interfață Standard cascadă
IS—R = Interfață Standard radială
BF = Bloc funcțional
IS—M = Interfață Standard Magistrală
„Device trigger" = semnal de start pentru echipament
„Device clear" = semnal de resetare pentru echipament
„Remote/local" = control la distanță sau local
bus = magistrală.

Bibliografie

[1] *Nelson, G. E., Ricci, D. W.* A practical interface system for electronic instruments; H.P. Journal Oct., p. 2. 1972.
[2] *Harper, S., Landsness, C., Quick, R.* Interface Systems weds instruments to small computers; Electronic design, dec. 24., p. 78, 1981.
[3] CAMAC Organization of multicrats systems-specifications of the branch highway and CAMAC, crate controler type A"; ETR 4 600, 1972.
[4] International Electrotehnical Commission — Publication 621—1, 1979.
[5] *Peterson, S.* Friendly software for test and measurement. Computer Design oct. vol. **21**, nr. 10, 1982, p. 103.
[6] *Nelson, L. F.* I/O Philosophy and architecture for instruments control; H.P. Journal, Mai, 1982, p. 17.
[7] *Ionescu, C.* Unele rezultate practice în compactarea datelor; Sesiunea jubiliară ITC — 10 ani de la înființare.
[8] *Trego, M. P.* Plotter-Printer Interface Languages: HP—GL and ASCII; H.P. Journal 1978, sept, p. 26.
[9] *Bullinger R.* — „Control of the 8568A Spectrum Analyser through the HP Interface Bus"; H.P. Journal, Jun., 1978, p. 18.
[10] *Figueroa, J.* PHI-the HP—IB Interface chip; H.P. Journal, July, p. 16, 1978.
[11] *Baumann, W., Kurtze, P., Naumann, G.* Standard-Interfaces der elektronischen Messtechnik; VEB Verlag Technik Berlin, 1974.
[12] *Ionescu, C.* Ghid de utilizare rațională a calculatoarelor portabile; Ed. Ceres, 1981.
[13] * * * „Preliminary ADA" Reference Manual; ACM Signplan Notices, Vol. **14**, Nr. 6, 1979, Jun.

CZ 519 63 :537.811

Metoda cu diferențe finite iterativă de calcul al cîmpului magnetic cvasistațional

GHEORGHE GHERMAN* — TIMIȘOARA

Introducere

Metodele numerice de calcul al cîmpului magnetic permit determinarea valorilor componentelor vectorilor intensității cîmpului magnetic $\bar{H}$ și inducției magnetice $\bar{B}$ într-un număr suficient de mare, dar finit, de puncte ale unui domeniu D de calcul al cîmpului magnetic.

Atît în cazul metodei diferențelor finite cît și în cazul metodei elementelor finite, problema de cîmp se rezolvă, de regulă, în raport cu potențialul magnetic vector sau scalar în nodurile rețelei de discretizare a domeniului D.

Funcția neliniară ce definește proprietățile magnetice ale mediului neliniar din domeniul D și condițiile pe frontiera domeniului D depind indirect de potențialul magnetic vector sau scalar; dependența lor de intensitatea cîmpului magnetic $\bar{H}$ și de inducția magnetică $\bar{B}$ este directă, ceea ce permite în cazul în care problema de cîmp se rezolvă în raport cu vectorii $\bar{H}$ și $\bar{B}$ evitarea unor dificultăți în conceperea concretă a algoritmului de calcul [1].

Soluționarea unei probleme de cîmp magnetic pretinde rezolvarea unor ecuații diferențiale cu derivate parțiale, în general neliniare. Particularitatea tratării uzuale pe baza metodei diferențelor finite și metodei elementelor finite, care se reduce la algebrizarea nemijlocită a problemei, constă în aceea că chiar o rezolvare exactă a sistemului de ecuații algebrice obținut nu permite să se obțină o soluție exactă a problemei de cîmp, întrucît sistemul de ecuații algebrice nu conține aceeași informație ca și sistemul inițial de ecuații diferențiale [2]. Pierderile de informație pot fi evitate în cazul rezolvării prin procedee iterative speciale a problemei de cîmp [2, 3, 4].

În lucrarea de față se prezintă o metodă cu diferențe finite iterativă în care problema de cîmp se rezolvă în raport cu componentele vectorilor $\bar{H}$ și $\bar{B}$ în cadrul unui sistem de coordonate rectangulare.

1. Formularea problemei de cîmp

Se consideră în spațiul plan un domeniu D, mărginit de un contur închis Γ. Mediul din interiorul domeniului este parțial sau în totalitate neliniar, izotrop, neomogen, fără magnetizație permanentă și cu magnetizare reversibilă. În fiecare punct al domeniului D sînt date:

— vectorul $\bar{J}_c$ al densității de curent de conducție, perpendicular pe suprafața domeniului D și satisfăcînd ecuația

$$\operatorname{div} \bar{J}_c = 0; \tag{1}$$

— funcția:

$$\bar{B} = \mu \bar{H} \tag{2}$$

ce caracterizează proprietățile magnetice ale mediului domeniului D, în care μ este permeabilitatea magnetică a mediului;

— ecuațiile I și III ale lui Maxwell în formă diferențială:

$$\operatorname{rot} \bar{H} = \bar{J}_c, \tag{3}$$

$$\operatorname{div} \bar{B} = 0. \tag{4}$$

La calculul cîmpului magnetic din mașinile și aparatele electrice se poate alege domeniul D astfel încît în exteriorul lui să se poată considera cu suficientă precizie că mărimile $\bar{H}$ și $\bar{B}$ sînt nule. În consecință, pe frontiera Γ a domeniului D componenta normală a lui $\bar{B}$ satisface condiția

$$B_n = 0. \tag{5}$$

Cînd configurația sistemului magnetic și repartiția curenților de conducție prezintă simetrie în interiorul domeniului D, se poate calcula cîmpul magnetic pentru o parte a domeniului D. De-a lungul frontierei care se alege astfel încît să coincidă cu o axă sau cu axele de simetrie, componentei tangențiale a lui $\bar{H}$ i se impune condiția

$$H_t = 0. \tag{6}$$

Rezolvarea problemei de cîmp înseamnă determinarea în fiecare punct al domeniului D a vectorilor $\bar{H}$ și $\bar{B}$ care satisfac ecuațiile (2—4), iar în punctele aflate pe frontiera domeniului D, și condiția (5) sau (6).

2. Substituirea ecuațiilor diferențiale cu derivate parțiale cu ecuații cu diferențe finite

Se consideră în continuare că domeniul D se alege astfel încît toate sursele de tensiune magnetomotoare se află în interiorul domeniului D. Cîmpul magnetic din domeniul D produs de curenți de conducție aflați în interiorul domeniului D este descris în acest caz de sistemul de ecuații (2—4), la care se adaugă pe frontiera Γ condiția (5) sau (6).

* Institutul politehnic — Timișoara

În vederea înlocuirii ecuațiilor diferențiale cu derivate parțiale (3, 4) cu ecuații cu diferențe finite, se construiește în domeniul D o rețea de discretizare rectangulară, din drepte paralele la axele de coordonate Ox, Oy (fig. 1) [5]. S-a evidențiat în cadrul rețelei, un element arbitrar; cu (i, j), $(i+1, j)$, $(i+1, j+1)$ și $(i, j+1)$ s-au notat nodurile rețelei care reprezintă puncte de colț ale elementului evidențiat. Elementul evidențiat va fi identificat în continuare prin nodul (i, j). Mărimile care se referă la element vor fi raportate la nodul de identificare, literele i și j înlocuindu-se însă cu I și J.

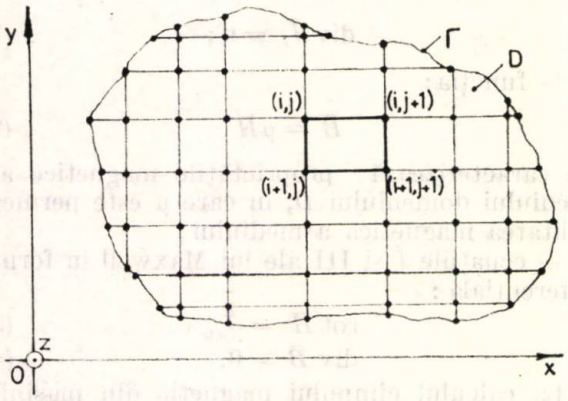


Fig. 1

În cadrul metodei se presupune că valorile componentelor lui $\bar{H}$ și $\bar{B}$ după direcțiile Ox, Oy variază liniar de-a lungul laturilor unui element. Forma integrală a ecuației I a lui Maxwell scrisă pentru elementul din figura 2 a este:

$$p_x(I,J)\frac{H_x(i+1,j)+H_x(i+1,j+1)}{2}+$$
$$+p_y(I,J)\frac{H_y(i+1,j+1)+H_y(i,j+1)}{2}-$$
$$-p_x(I,J)\frac{H_x(i,j+1)+H_x(i,j)}{2}-$$
$$-p_y(I,J)\frac{H_y(i,j)+H_y(i+1,j)}{2}=$$
$$=p_x(I,J)\,p_y(I,J)\,J_c(I,J). \quad (7)$$

În relația (7), $J_c(I, J)$ este densitatea curentului de conducție după direcția axei Oz, uniform distribuit pe aria elementului evidențiat. Pentru același element (fig. 2 b), forma integrală a ecuației a III-a a lui Maxwell este:

$$p_x(I,J)\frac{B_y(i+1,j)+B_y(i+1,j+1)}{2}-$$
$$-p_y(I,J)\frac{B_x(i+1,j+1)+B_x(i,j+1)}{2}-$$
$$-p_x(I,J)\frac{B_y(i,j+1)+B_y(i,j)}{2}+$$
$$+p_y(I,J)\frac{B_x(i,j)+B_x(i+1,j)}{2}=0. \quad (8)$$

Pentru pași $p_x(I, J)$, $p_y(I, J)$ ai rețelei de discretizare suficient de mici, finiți, relațiile (7) și (8) sînt aproximativ echivalente cu relațiile (3), respectiv (4).

Se introduc notațiile:

$$\varepsilon_H(I,J)=p_x(I,J)[H_x(i+1,j)+H_x(i+1,j+1)-H_x(i,j+1)-H_x(i,j)]+$$
$$+p_y(I,J)[-H_y(i+1,j)+H_y(i+1,j+1)+H_y(i,j+1)+H_y(i,j)]-$$
$$-2p_x(I,J)\,p_y(I,J)\,J_c(I,J), \quad (9)$$

$$\varepsilon_B(I,J)=p_y(I,J)[B_x(i+1,j)-B_x(i+1,j+1)-B_x(i,j+1)+B_x(i,j)]+p_x(I,J)$$
$$[B_y(i+1,j)+B_y(i+1,j+1)-B_y(i,j+1)-B_y(i,j)]. \quad (10)$$

Ecuațiile (7) și (8) sînt satisfăcute dacă:

$$\varepsilon_H(I,J)=0, \quad (11)$$
$$\varepsilon_B(I,J)=0. \quad (12)$$

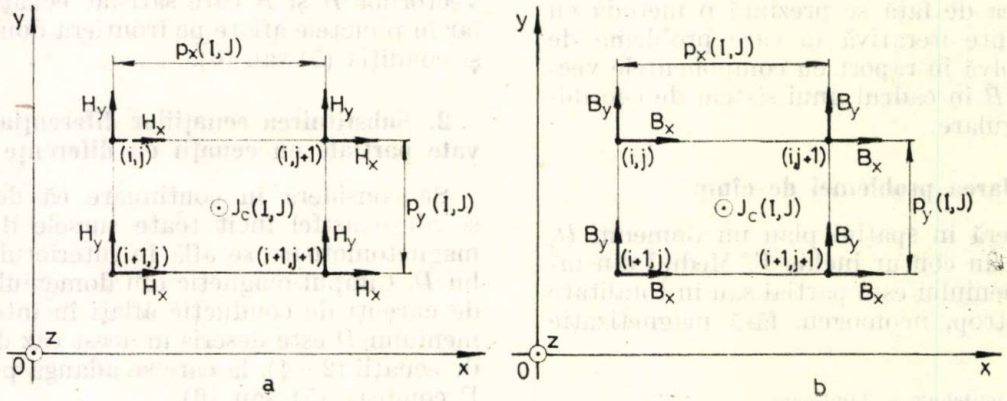


Fig. 2

Calculul cîmpului magnetic se reduce la rezolvarea unui sistem de ecuaţii cu diferenţe finite care conţine :

— ecuaţiile liniare de forma (11, 12) pentru fiecare element ;

— ecuaţiile neliniare în cazul general care provin din funcţia (2) scrisă scalar ;

$$\left.\begin{aligned} B_x &= \mu H_x \\ B_y &= \mu H_y \end{aligned}\right\}, \tag{13}$$

pentru fiecare nod ;

— ecuaţiile liniare de forme (5) sau (6) pentru fiecare nod de frontieră.

Necunoscutele în cadrul sistemului de ecuaţii sînt valorile H_x, H_y, B_x şi B_y în fiecare nod.

3. Considerarea proprietăţilor magnetice

Proprietăţile magnetice ale mediului intervin în ecuaţiile (13). În nodurile plasate în aer (mediu liniar), de permeabilitate magnetică μ_0 :

$$\left.\begin{aligned} B_x &= \mu_0 H_x \\ B_y &= \mu_0 H_y \end{aligned}\right\}. \tag{14}$$

În nodurile plasate în mediu neliniar se aproximează dependenţa $B(H)$ printr-o funcţie hiperbolică completată cu termen liniar [5] :

$$F(H) = \frac{H}{a + bH} + cH, \tag{15}$$

a, b şi c fiind coeficienţi reali.

În cadrul metodei se vor utiliza funcţiile $\mu(H)$, $\frac{1}{\mu}(B)$, $\frac{\partial \mu}{\partial H}(H)$ şi $\frac{\partial(1/\mu)}{\partial B}(B)$. Din (15) rezultă :

$$\mu(H) = \frac{1}{a + bH} + c \tag{16}$$

şi :

$$\frac{\partial \mu}{\partial H}(H) = -\frac{b}{(a + bH)^2}. \tag{17}$$

Valoarea lui H se poate calcula cînd se cunoaşte valoarea lui B din :

$$H = \frac{-(1 + ac - bB) + R}{2bc}, \tag{18}$$

unde :

$$R = \sqrt{(1 + ac - bB)^2 + 4abcB}. \tag{19}$$

Din (18) rezultă :

$$\frac{1}{\mu}(B) = \frac{-(1 + ac - bB) + R}{2bcB} \tag{20}$$

şi :

$$\frac{\partial(1/\mu)}{\partial B}(B) = \frac{1}{2cB} - \frac{1 - ac - bB}{2cBR} + \frac{1 + ac - bB - R}{2bcB^2}. \tag{21}$$

Pentru $B = 0$ se utilizează relaţiile :

$$\frac{1}{\mu}(0) = \frac{a}{1 + ac}. \tag{22}$$

şi :

$$\frac{\partial(1/\mu)}{\partial B}(0) = \frac{ab}{(1 + ac)^3}. \tag{23}$$

Relaţiile (16, 17) şi (20, 21) sau (22, 23) se vor aplica cu valori ale lui H şi B calculate în fiecare nod plasat în mediu neliniar, funcţie de valorile componentelor H_x şi H_y, respectiv B_x şi B_y :

$$H = \sqrt{H_x^2 + H_y^2}, \tag{24}$$

$$B = \sqrt{B_x^2 + B_y^2}. \tag{25}$$

4. Rezolvarea iterativă a sistemului de ecuaţii cu diferenţe finite

Pentru rezolvarea sistemului de ecuaţii (11—13) şi (5) sau (6) se utilizează procedeul iterativ descris mai jos [4, 5].

În fiecare nod se dau valorile iniţiale ale necunoscutelor ; acestea pot fi valori arbitrare care satisfac ecuaţiile (13) şi (5) sau (6). Necunoscutele se iterează conform unor relaţii speciale, în cadrul fiecărei iteraţii parcurgîndu-se două etape. Fie H_x', H_y', B_x' şi B_y' valorile necunoscutelor la începutul unei etape şi H_x'', H_y'', B_x'' şi B_y'' valorile necunoscutelor la sfîrşitul etapei respective. În cadrul unei iteraţii se parcurg succesiv următorii paşi :

I. Etapa 1 : iterarea după ε_H :

1. Se calculează :

$$\begin{aligned} \varepsilon_H(I, J) = {} & p_x(I, J)\,[H_x'(i + 1, j) + \\ & + H_x'(i + 1, j + 1) - H_x'(i, j + 1) - H_x'(i, j)] + \\ & + p_y(I, J)[-H_y'(i + 1, j) + H_y'(i + 1, j + 1) + \\ & + H_y'(i, j + 1) - H_y'(i, j)] - \\ & - 2p_x(I, J)p_y(I, J)J_c(I, J). \end{aligned} \tag{26}$$

2. Se determină:

$$\left.\begin{aligned}\Delta B(I,J) &= \frac{\varepsilon_H(I,J)}{Z_H(I,J)}\\ \Delta B_x(I,J) &= \sqrt{\frac{p_x(I,J)}{p_y(I,J)}}\,\Delta B(I,J),\\ \Delta B_y(I,J) &= \sqrt{\frac{p_y(I,J)}{p_x(I,J)}}\,\Delta B(I,J)\end{aligned}\right\}, \quad (27)$$

unde $\Delta B_x(I, J)$ și $\Delta B_y(I, J)$ sînt corecțiile care se vor aplica valorilor inițiale B'_x, respectiv B'_y, în cadrul etapei 1; alegerea mărimii $Z_H(I, J)$ va fi tratată ulterior.

3. Se calculează valorile necunoscutelor B''_x și B''_y din nodurile ce constituie puncte de colț ale elementului asupra căruia se face iterarea, cu relațiile:

$$\left.\begin{aligned}B''_x(i+1,\ j) &= B'_x(i+1,\ j) - \Delta B_x(I,\ J)\\ B''_x(i+1, j+1) &= B'_x(i+1, j+1) - \Delta B_x(I, J)\\ B''_x(i,\ j+1) &= B'_x(i,\ j+1) + \Delta B_x(I,\ J)\\ B''_x(i,\ j) &= B'_x(i,\ j) + \Delta B_x(I,\ J)\\ B''_y(i+1,\ j) &= B'_y(i+1,\ j) + \Delta B_y(I,\ J)\\ B''_y(i+1, j+1) &= B'_y(i+1, j+1) - \Delta B_y(I, J)\\ B''_y(i,\ j+1) &= B'_y(i,\ j+1) - \Delta B_y(I,\ J)\\ B''_y(i,\ j) &= B'_y(i,\ j) + \Delta B_y(I,\ J)\end{aligned}\right\}. \quad (28)$$

4. Se calculează valorile necunoscutelor H''_x și H''_y în aceleași noduri ca la punctul precedent. Pentru noduri plasate în aer (mediu liniar):

$$\left.\begin{aligned}H''_x &= \frac{B''_x}{\mu_0}\\ H''_y &= \frac{B''_y}{\mu_0}\end{aligned}\right\}, \quad (29)$$

iar pentru noduri plasate în mediu neliniar:

$$\left.\begin{aligned}H''_x &= B''_x \frac{1}{\mu}(B'')\\ H''_y &= B''_y \frac{1}{\mu}(B'')\end{aligned}\right\}. \quad (30)$$

II. Etapa a 2-a: iterarea după ε_B:

1. Se calculează

$$\varepsilon_B(I,\ J) = p_y(I,\ J)\ [B'_x(i+1, j) - B'_x(i+1, j+1) - B'_x(i, j+1) + B'_x(i, j)] + p_x(I,\ J)\ [B'_y(i+1,\ j) + B'_y(i+1,\ j+1) - B'_y(i,\ j+1) - B'_y(i,\ j)]. \quad (31)$$

2. Se determină:

$$\left.\begin{aligned}\Delta H(I,\ J) &= \frac{\varepsilon_B(I,\ J)}{Z_B(I,\ J)}\\ \Delta H_x(I,\ J) &= \sqrt{\frac{p_y(I,\ J)}{p_x(I,\ J)}}\,\Delta H(I,\ J)\\ \Delta H_y(I,\ J) &= \sqrt{\frac{p_x(I,\ J)}{p_y(I,\ J)}}\,\Delta H(I,\ J)\end{aligned}\right\}, \quad (32)$$

unde $\Delta H_x(I, J)$ și $\Delta H_y(I, J)$ sînt corecțiile care se vor aplica valorilor inițiale H'_x respectiv H'_y, în cadrul etapei a 2-a; alegerea mărimii Z_B (I, J) va fi, de asemenea, tratată ulterior.

3. Se calculează valorile necunoscutelor H''_x și H''_y din nodurile ce constituie puncte de colț ale elementului asupra căruia se face iterarea, cu relațiile:

$$\left.\begin{aligned}H''_x(i+1,\ j) &= H'_x(i+1,\ j) - \Delta H_x(I,\ J)\\ H''_x(i+1, j+1) &= H'_x(i+1, j+1) + \Delta H_x(I, J)\\ H''_x(i,\ j+1) &= H'_x(i,\ j+1) + \Delta H_x(I, J)\\ H''_x(i,\ j) &= H'_x(i,\ j) - \Delta H_x(I,\ J))\\ H''_y(i+1,\ j) &= H'_y(i+1,\ j) - \Delta H_y(I,\ J)\\ H''_y(i+1, j+1) &= H'_y(i+1, j+1) - \Delta H_y(I, J)\\ H''_y(i,\ j+1) &= H'_y(i,\ j+1) + \Delta H_y(I,\ J)\\ H''_y(i,\ j) &= H'_y(i,\ j) + \Delta H_y(I,\ J)\end{aligned}\right\}. \quad (33)$$

4. Se calculează valorile necunoscutelor B''_x și B''_y în aceleași noduri ca la punctul precedent. Pentru noduri plasate în aer (mediu liniar):

$$\left.\begin{aligned}B''_x &= \mu_0 H''_x\\ B''_y &= \mu_0 H''_y\end{aligned}\right\}, \quad (34)$$

iar pentru noduri plasate în mediu neliniar:

$$\left.\begin{aligned}B''_x &= H''_x \mu(H'')\\ B''_y &= H''_y \mu(H'')\end{aligned}\right\}. \quad (35)$$

Iterarea conform relațiilor (26—35) se efectuează pentru toate elementele rețelei. Pentru elementele care au puncte de colț pe frontiera Γ, după aplicarea relațiilor (28), componentele lui $\bar{B}$ care, conform condiției (5) trebuie să fie nule, se anulează. De asemenea, pentru elementele care au puncte de colț pe frontiera Γ, după aplicarea relațiilor (33), componentele lui $\bar{H}$ care, conform condiției (6) trebuie să fie nule, se anulează.

Procedeul de calcul, este deci, următorul: iterarea se efectuează prin baleierea ordonată a elementelor. Se reţin cele mai mari valori $|\varepsilon_H(I, J)|$ şi $|\varepsilon_B(I, J)|$, notate cu $\varepsilon_{H\max}$, respectiv $\varepsilon_{B\max}$, obţinute la o baleiere completă, şi se verifică dacă:

$$\varepsilon_{H\max} < \varepsilon_{H\mathrm{MAX}}, \tag{36}$$

$$\varepsilon_{B\max} < \varepsilon_{B\mathrm{MAX}}, \tag{37}$$

unde $\varepsilon_{H\mathrm{MAX}}$ şi $\varepsilon_{B\mathrm{MAX}}$ sînt limitele maxime admise pentru $\varepsilon_{H\max}$, respectiv $\varepsilon_{B\max}$. Dacă relaţiile (36, 37) sînt satisfăcute, se consideră procesul iterativ de calcul terminat; în caz contrar se repetă iterarea prin baleierea elementelor. Soluţia problemei de cîmp este constituită din mulţimea valorilor componentelor lui $\bar{H}$ şi $\bar{B}$ în toate nodurile, de la sfîrşitul ultimei interaţii.

5. Alegerea mărimilor $Z_H(I, J)$ şi $Z_B(I, J)$

Mărimile $Z_H(I, J)$ şi $Z_B(I, J)$ trebuie astfel alese încît procesul iterativ de calcul să fie convergent, iar viteza de convergenţă cît mai mare posibilă.

Fie H_x, H_y, B_x şi B_y valorile căutate ale necunoscutelor într-un nod oarecare, valori care satisfac sistemul de ecuaţii (11—13) şi (5) sau (6). Se consideră că într-un moment oarecare al calculului necunoscutele au valorile $H_x + \alpha_x$, $H_y + \alpha_y$, $B_x = \beta_x$ şi respectiv $B_y + \beta_y$, unde α_x, α_y, β_x şi β_y sînt erorile ce afectează valorile necunoscutelor în momentul considerat. Aplicînd formula creşterilor finite, se pot scrie relaţiile:

$$\left.\begin{aligned} \alpha_x &= \frac{\partial H_x}{\partial B_x}\beta_x + \frac{\partial H_x}{\partial B_y}\beta_y \\ \alpha_y &= \frac{\partial H_y}{\partial B_x}\beta_x + \frac{\partial H_y}{\partial B_y}\beta_y \end{aligned}\right\}, \tag{38}$$

$$\left.\begin{aligned} \beta_x &= \frac{\partial B_x}{\partial H_x}\alpha_x + \frac{\partial B_x}{\partial H_y}\alpha_y \\ \beta_y &= \frac{\partial B_y}{\partial H_x}\alpha_x + \frac{\partial B_y}{\partial H_y}\alpha_y \end{aligned}\right\}, \tag{39}$$

Derivatele parţiale din (38, 39) se calculează pe baza relaţiilor (13) care ţin cont de proprietăţile magnetice ale mediului în nod.

Se defineşte o eroare globală referitoare la etapa 1 de iterare după ε_H, pentru elementul identificat prin punctul de colţ (i, j), prin relaţia:

$$\sigma_H(I, J) = \sum_1^4 (\alpha_x\beta_x + \alpha_y\beta_y), \tag{40}$$

unde suma se efectuează asupra celor 4 puncte de colţ ale elementului. La începutul etapei 1:

$$\sigma'_H(I, J) = \sum_1^4 (\alpha'_x\beta'_x + \alpha'_y\beta'_y), \tag{41}$$

iar la sfîrşitul etapei 1:

$$\sigma''_H(I, J) = \sum_1^4 (\alpha''_x\beta''_x + \alpha''_y\beta''_y). \tag{42}$$

Procesul iterativ corespunzător etapei 1 este convergent pentru:

$$\sigma'_H(I, J) - \sigma''_H(I, J) > 0 \tag{43}$$

Utilizînd relaţiile (27, 28, 38) se poate scrie pentru nodul $(i + 1, j)$

$$\sigma'_H(i + 1, j) - \sigma''_H(i + 1, j) =$$

$$= \frac{2\Delta B\ (I, J)}{\sqrt{p_x(I, J)\, p_y(I, J)}}\,[p_x(I, J)\alpha'_x(i + 1, j) -$$

$$-p_y(I, J)\alpha'_y(i + 1, j) - \Delta B^2\,(I, J)\ \tau_H(i+1, j)], \tag{44}$$

unde:

$$\tau_H(i + 1, j) = \frac{p_x(I, J)}{p_y(I, J)}\frac{\partial H_x}{\partial B_x}(i + 1, j) -$$

$$-\frac{\partial H_x}{\partial B_y}(i + 1, j) - \frac{\partial H_y}{\partial B_x}(i + 1, j) +$$

$$+\frac{p_y(I, J)}{p_x(I, J)}\frac{\partial H_y}{\partial B_y}(i + 1, j). \tag{45}$$

Relaţii similare se pot scrie şi pentru celelalte 3 noduri. Pentru nodul $(i, j + 1)$, semnele în faţa termenilor lui τ_H sînt aceleaşi ca la nodul $(i + 1, j)$, iar pentru nodurile $(i + 1, j + 1)$ şi (i, j) toţi termenii au semnul plus în faţă.

Rezultă, în final:

$$\sigma'_H(I, J) = \sigma''_H(I, J) = \Delta B(I, J)\varepsilon_H(I, J)\cdot$$

$$\left[\frac{2}{\sqrt{p_x(I, J)p_y(I, J)}} - \frac{\tau_H(I, J)}{Z_H(I, J)}\right], \tag{46}$$

unde

$$\tau_H(I,J) = \sum_1^4 \tau_H. \tag{47}$$

Relaţia (43) este deci satisfăcută dacă, $\varepsilon_H(I, J) \neq 0$, pentru

$$Z_H(I, J) = k\sqrt{p_x(I, J)p_y(I, J)}\,\tau_H(I, J), \quad (k > 0{,}5). \tag{48}$$

În mod similar se poate arăta că procesul iterativ corespunzător etapei a 2-a de iterare după ε_B este convergent dacă $\varepsilon_B(I, J) \neq 0$ pentru:

$$Z_B(I, J) = k\sqrt{p_x(I, J)\ p_y(I, J)}\ \tau_B(I, J), \quad (k > 0{,}5), \tag{49}$$

cu:

$$\tau_B(I, J) = \sum_1^4 \tau_B \tag{50}$$

și:

$$\tau_B(i+1, j) = \frac{p_y(I, J)}{p_x(I, J)} \frac{\partial B_x}{\partial H_x}(i+1, j) + \frac{\partial B_x}{\partial H_y}(i+1, j) + \frac{\partial B_y}{\partial H_x}(i+1, j) + \frac{p_x(I, J)}{p_y(I, J)} \frac{\partial B_y}{\partial H_y}(i+1, j). \tag{51}$$

Pentru nodul $(i, j+1)$ semnele în fața termenilor lui τ_B sînt aceleași ca în (51), iar pentru nodurile $(i+1, j+1)$ și (i, j) termenii 2 și 3 din τ_B au semnul minus în față.

În cazul general mărimile $\tau_H(I, J)$ și $\tau_B(I, J)$ vor fi diferite de la un element la altul, motiv pentru care $Z_H(I, J)$ și $Z_B(I, J)$ trebuie calculate pentru fiecare element la fiecare iterare. Derivatele parțiale care intervin în $\tau_H(I, J)$ și $\tau_B(I, J)$ se calculează funcție de valorile din momentul considerat ale necunoscutelor. Sînt posibile mai multe situații, funcție de mediul în care este plasat nodul și de poziția lui față de frontieră:

I. Aer (mediu liniar)

1. Nod în care nu se impune o condiție de forma (5) sau (6):

$$\tau_H = \left[\frac{p_x(I, J)}{p_y(I, J)} + \frac{p_y(I, J)}{p_x(I, J)}\right] \frac{1}{\mu_0}, \tag{52}$$

$$\tau_B = \left[\frac{p_y(I, J)}{p_x(I, J)} + \frac{p_x(I, J)}{p_y(I, J)}\right] \mu_0. \tag{53}$$

2. Nod în care $H_x = 0$, $B_x = 0$:

$$\tau_H = \frac{p_y(I, J)}{p_x(I, J)} \frac{1}{\mu_0}, \tag{54}$$

$$\tau_B = \frac{p_x(I, J)}{p_y(I, J)} \mu_0. \tag{55}$$

3. Nod în care $H_y = 0$, $B_y = 0$:

$$\tau_H = \frac{p_x(I, J)}{p_y(I, J)} \frac{1}{\mu_0}, \tag{56}$$

$$\tau_B = \frac{p_y(I, J)}{p_x(I, J)} \mu_0. \tag{57}$$

II. Mediu neliniar:

1. Nu se impune o condiție de forma (5) sau (6). Penru un nod $(i+1, j)$ sau $(i, j+1)$:

$$\tau_H = \frac{p_x(I, J)}{p_y(I, J)} + \frac{p_y(I, J)}{p_x(I, J)} \frac{1}{\mu} + \frac{\frac{p_x(I, J)}{p_y(I, J)} B_x^2 + \frac{p_y(I, J)}{p_x(I, J)} B_y^2 - 2B_xB_y}{B} \frac{\partial(1/\mu)}{\partial B}, \tag{58}$$

$$\tau_B = \left[\frac{p_y(I, J)}{p_x(I, J)} + \frac{p_x(I, J)}{p_y(I, J)}\right] \mu + \frac{\frac{p_y(I, J)}{p_x(I, J)} H_x^2 + \frac{p_x(I, J)}{p_y(I, J)} H_y^2 + 2H_xH_y}{H} \frac{\partial \mu}{\partial H}. \tag{59}$$

Pentru un nod $(i+1, j+1)$ sau (i, j):

$$\tau_H = \left[\frac{p_x(I, J)}{p_y(I, J)} + \frac{p_y(I, J)}{p_x(I, J)}\right] \frac{1}{\mu} + \frac{\frac{p_x(I, J)}{p_y(I, J)} B_x^2 + \frac{p_y(I, J)}{p_y(I, J)} B_y^2 + 2B_xB_y}{B} \frac{\partial(1/\mu)}{\partial B}, \tag{60}$$

$$\tau_B = \left[\frac{p_y(I, J)}{p_x(I, J)} + \frac{p_x(I, J)}{p\,(I, J)}\right] \mu + \frac{\frac{p_y(I, J)}{p_x(I, J)} H_x^2 + \frac{p_x(I, J)}{p_y(I, J)} H_y^2 - 2H_xH_y}{H} \frac{\partial \mu}{\partial H}. \tag{61}$$

2. Nod în care $H_x = 0$, $B_x = 0$:

$$\tau_H = \frac{p_y(I, J)}{p_x(I, J)}\left[\frac{1}{\mu} + \frac{B_y^2}{B} \frac{\partial(1/\mu)}{\partial B}\right], \tag{62}$$

$$\tau_B = \frac{p_x(I, J)}{p_y(I, J)}\left(\mu + \frac{H_y^2}{H} \frac{\partial \mu}{\partial H}\right). \tag{63}$$

3. Nod în care $H_y = 0$, $B_y = 0$:

$$\tau_H = \frac{p_x(I, J)}{p_y(I, J)}\left[\frac{1}{\mu} + \frac{B_x^2}{B} \frac{\partial(1/\mu)}{\partial B}\right], \tag{64}$$

$$\tau_B = \frac{p_y(I, J)}{p_x(I, J)}\left(\mu + \frac{H_x^2}{H} \frac{\partial \mu}{\partial H}\right). \tag{65}$$

6. Exemplu de aplicare a metodei

Metoda numerică de calcul a cîmpului magnetic cvasistaţionar prezentată a fost utilizată pentru calculul distribuţiei cîmpului magnetic într-o secţiune mediană a contorului de inducţie monofazat CAM-7, produs de Intreprinderea de aparate electrice de măsurat Timişoara. Întrucît configuraţia sistemului magnetic şi repartiţia curenţilor de conducţie din secţiunea mediană admit o axă de simetrie, s-a redus domeniul de calcul la jumătate din aria secţiunii (fig. 3). De-a lungul laturii din dreapta a domeniului, care se suprapune peste axa de simetrie, s-a impus o condiţie de forma (6). De-a lungul laturilor superioară din stînga şi inferioară s-a impus o condiţie de forma (5). Domeniul de calcul a fost discretizat în 240 elemente dreptunghiulare, de 6 tipuri. Proprietăţile magnetice ale materialelor feromagnetice din care sînt constituite circuitul magnetic de curent, circuitul magnetic de tensiune, şuntul magnetic şi contrapolul au fost avute în vedere prin curbele lor fundamentale de magnetizare, aproximate cu funcţii de forma (15). Bobina de curent a fost parcursă de un curent egal cu $\sqrt{2}\ I_n$, unde $I_n = 10$ A este curentul nominal al contorului. S-a impus $\varepsilon_{HMAX} = 0{,}2$ A şi $\varepsilon_{BMAX} = 0{,}2 \cdot 10^{-5}$Tm. Pe baza rezultatelor obţinute, în figura 3 s-au trasat liniile de cîmp ale inducţiei magnetice, parametrul curbelor fiind valoarea potenţialului magnetic vector, înmulţită cu 10^3, în Tm.

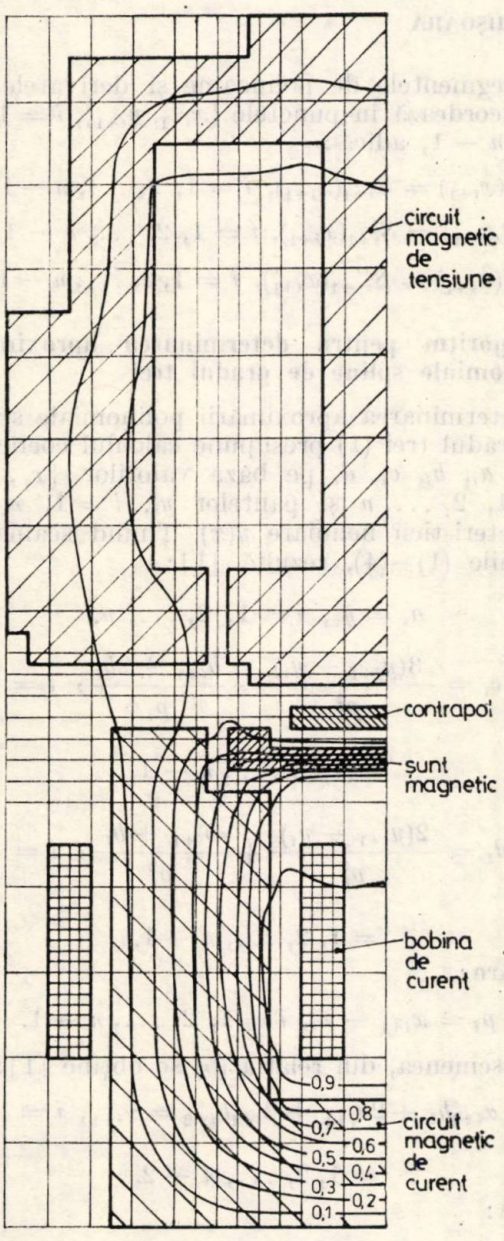


Fig. 3

Bibliografie

[1] *Apsit, V. V., Bondarenko, B. A.* Konecino-raznostnîi metod rasceta magnitnîh polei. Bezkontaktnie elektriceskie maşini. Riga, nr. 13, 1974, p. 87.

[2] *Kiatkin, R. P., Rojnova, I. P.* Shodimosti iteraţionnîh metodov reşenia stationarnîh zadacii teorii polia. Izvestia AN SSSR, Energhetika i transport, nr. 4, 1980, p. 173.

[3] *Maergoiz, I.D.* Iteraţionnie metodî rasceta statieeskih polei v neodnorodnîh, anizotropnîh i nelineinîh sredah. Nauk dumka, Kiev, 1979.

[4] *Bodiakşin, A. I.* Metod rasceta magnitnîh polei. Izdatelstvo Nauka, Moskva, 1968.

[5] *Gherman, Gh.* Contribuţii la calculul numeric al cîmpului magnetic cvasistaţionar. Teză de doctorat. Institutul politehnic „T. Vuia" Timişoara, 1982.

CZ 621.3.011.72 :681.3.06

CARACTERISTICI NELINIARE
APROXIMARE SPLINE

Algoritm și program pentru determinarea aproximării polinomiale spline de gradul trei

IOAN BRAȘOVAN* — TIMIȘOARA

Introducere

Aproximarea spline constă din segmente de funcții cărora li se impune ca atît ele, cît și, eventual, unele derivate ale lor să se racordeze în anumite puncte. Ea se utilizează la aproximarea analitică a caracteristicilor neliniare stabilite experimental ale unor elemente sau dispozitive, electrice sau magnetice. Datorită preciziei mari și complexității reduse aproximarea polinomială spline de gradul trei este preferată altor aproximări analitice în general, respectiv aproximări spline în particular. Determinarea aproximării polinomiale spline de gradul trei pe baza caracteristicilor neliniare stabilite experimental presupune rezolvarea unui sistem de ecuații algebrice liniare. Metodele de rezolvare uzuale (de pildă, Gauss, Gauss-Jordan, Jacobi, Gauss-Seidel) sînt dezavantajoase în cazul folosirii calculatoarelor electronice numerice de capacitate mică, întrucît presupun locații de memorie mari și timpi de calcul lungi. Aceste dezavantaje sînt înlăturate prin algoritmul și programul pentru determinarea aproximării polinomiale spline de gradul trei prezentați în această lucrare.

Aproximarea polinomială spline de gradul trei

Caracteristicii neliniare $y(x)$ i se stabilesc experimental valorile $\{x, y\}$ din punctele $\{x_i, y_i = x(y_i)\}$, $i = 1, 2, \ldots, n$, $x_1 < x_2 < \ldots < x_n$ și pantele $y'(x_i) = y'_i$ din punctele extreme $\{x_i, y_i\}$, $i = 1, n$. Aproximarea polinomială spline de gradul trei:

$$S_i(x) = a_i + b_i(x - x_i) + c_i(x - x_i)^2 + d_i(x - x_i)^3, \; i = 1, 2, \ldots, n-1 \quad (1)$$

a caracteristicii neliniare $y(x)$ constă din segmente de polinoame de gradul trei. Aproximării îi aparțin punctele $\{x_i, y_i\}$, $i = 1, 2, \ldots, n$, cu alte cuvinte:

$$S_i(x_i) = y_i, \; i = 1, 2, \ldots, n, \quad (2)$$

iar segmentele de polinoame și derivatele lor se racordează în punctele $\{x_{i+1}, y_{i+1}\}$, $i = 1, 2, \ldots, n-1$, adică:

$$S_i(x_{i+1}) = S_{i+1}(x_{i+1}), \; i = 1, 2, \ldots, n-1, \quad (3)$$

$$S'_i(x_{i+1}) = S'_{i+1}(x_{i+1}), \; i = 1, 2, \ldots, n-1, \quad (4)$$

$$S''_i(x_{i+1}) = S''_{i+1}(x_{i+1}), \; i = 1, 2, \ldots, n-1. \quad (5)$$

Algoritm pentru determinarea aproximării polinomiale spline de gradul trei

Determinarea aproximării polinomiale spline de gradul trei (1) presupune calculul coeficienților a_i, b_i, c_i, d_i pe baza valorilor $\{x_i, y_i\}$, $i = 1, 2, \ldots, n$ și pantelor y'_i, $i = 1, n$ ale caracteristicii neliniare $y(x)$. Ținînd seama de relațiile (1)—(4), rezultă [1]:

$$a_i = y_i, \; i = 1, 2, \ldots, n, \quad (6)$$

$$c_i = \frac{3(y_{i+1} - y_i)}{p_i^2} - \frac{b_{i+1} + 2b_i}{p_i}, \; i = 1, 2, \ldots, n-1, \quad (7)$$

$$d_i = \frac{2(y_{i+1} - y_i)}{p_i^3} + \frac{b_{i+1} + b_i}{p_i^2}, \; i = 1, 2, \ldots, n-1, \quad (8)$$

în care:

$$p_i = x_{i+1} - x_i, \; i = 1, 2, \ldots, n-1. \quad (9)$$

De asemenea, din relația (5) se obține [1]:

$$\alpha_{i+1} b_i + 2b_{i+1} + \beta_{i+1} b_{i+2} = \gamma_{i+1}, \; i = 1, 2, \ldots, n-2, \quad (10)$$

unde:

$$\alpha_{i+1} = \frac{p_{i+1}}{p_i + p_{i+1}} = \frac{x_{i+2} - x_{i+1}}{x_{i+2} - x_i}, \quad (11)$$

$$\beta_{i+1} = \frac{p_i}{p_i + p_{i+1}} = \frac{x_{i+1} - x_i}{x_{i+2} - x_i}, \quad (12)$$

$$\gamma_{i+1} = \frac{3}{p_i + p_{i+1}} \left[\frac{p_i(y_{i+2} - y_{i+1})}{p_{i+1}} + \frac{p_{i+1}(y_{i+1} - y_i)}{p_i} \right]. \quad (13)$$

* Institutul politehnic — Timișoara

Se constată că coeficienții a_i rezultă prin identificarea cu valorile y_i, în timp ce coeficienții c_i, d_i se obțin pe baza coeficienților b_i. Aceștia din urmă se află din sistemul de ecuații (10), căruia i se adaugă condițiile [1]:

$$b_1 = y_1', \tag{14}$$

$$b_n = y_n'. \tag{15}$$

Pentru $n = 3$ sistemul de ecuații (10) și condițiile (14), (15) conduc la sistemul de ecuații:

$$\begin{cases} b_1 = y_1' \\ \alpha_2 b_1 + 2b_2 + \beta_2 b_3 = \gamma_2, \\ b_3 = y_3', \end{cases} \tag{16}$$

avînd soluția:

$$\begin{cases} b_1 = y_1' \\ b_2 = \dfrac{\gamma_2 - \alpha_2 y_1' - \beta_2 y_3'}{2}, \\ b_3 = y_3'. \end{cases} \tag{17}$$

Pentru $n \geqslant 4$ sistemul de ecuații (10) și condițiile (14), (15) conduc la sistemul de ecuații:

$$\begin{cases} b_1 = y_1' \\ \alpha_2 b_1 + 2b_2 + \beta_2 b_3 = \gamma_2 \\ \alpha_3 b_n + 2b_3 + \beta_3 b_4 = \gamma_3 \\ \vdots \\ \alpha_{n-2} b_{b-3} + 2b_{n-2} + \beta_{n-2} b_{n-1} = \gamma_{n-2} \\ \alpha_{n-1} b_{n-2} + 2b_{n-1} + \beta_{n-1} b_n = \gamma_{n-1} \\ b_n = y_n'. \end{cases} \tag{18}$$

sau:

$$\begin{cases} 2b_2 + \beta_2 b_3 = \gamma_2 - \alpha_2 y_1' \\ \alpha_3 b_2 + 2b_3 + \beta_3 b_4 = \gamma_3 \\ \vdots \\ \alpha_{n-2} b_{n-3} + 2b_{n-2} + \beta_{n-2} b_{n-1} = \gamma_{n-2} \\ \alpha_{n-1} b_{n-2} + 2b_{n-1} = \gamma_{n-1} - \beta_{n-1} y_n'. \end{cases} \tag{19}$$

Sub formă matriceală sistemul de ecuații (19) se scrie:

$$\begin{bmatrix} 2 & \beta_2 & & & \bigcirc \\ \alpha_3 & 2 & \beta_3 & & \\ & \ddots & \ddots & \ddots & \\ & & \ddots & \ddots & \ddots \\ & & & \ddots & \ddots & \ddots \\ \bigcirc & & & \alpha_{n-2} & 2 & \beta_{n-2} \\ & & & & \alpha_{n-1} & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_2 \\ b_3 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ b_{n-2} \\ b_{n-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma_2 - \alpha_2 y_1' \\ \gamma_3 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \gamma_{n-2} \\ \gamma_{n-1} - \beta_{n-1} y_n' \end{bmatrix}. \tag{20}$$

Matricea tridiagonală din membrul stîng și matricea coloană din membrul drept al relației (20) se descompun [2]:

$$\begin{bmatrix} 2 & \beta_2 & & & \bigcirc \\ \alpha_3 & 2 & \beta_3 & & \\ & \ddots & \ddots & \ddots & \\ & & \ddots & \ddots & \ddots \\ & & & \ddots & \ddots & \ddots \\ \bigcirc & & & \alpha_{n-2} & 2 & \beta_{n-2} \\ & & & & \alpha_{n-1} & 2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_2 & & & & \\ f_3 & e_3 & & \bigcirc & \\ & \ddots & \ddots & & \\ & & \ddots & \ddots & \\ & \bigcirc & & f_{n-2} & e_{n-2} \\ & & & & f_{n-1} & e_{n-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & g_2 & & & \\ & 1 & g_3 & & \bigcirc \\ & & \ddots & \ddots & \\ & & & \ddots & \ddots \\ & \bigcirc & & & 1 & g_{n-2} \\ & & & & & 1 \end{bmatrix}, \tag{21}$$

$$\begin{bmatrix} \gamma_2 - \alpha_2 y_1' \\ \gamma_3 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \gamma_{n-2} \\ \gamma_{n-1} - \beta_{n-1} y_n' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_2 & & & & \\ f_3 & e_3 & & \bigcirc & \\ & \ddots & \ddots & & \\ & & \ddots & \ddots & \\ & \bigcirc & & f_{n-2} & e_{n-2} \\ & & & & f_{n-1} & e_{n-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_2 \\ h_3 \\ \vdots \\ \vdots \\ h_{n-2} \\ h_{n-1} \end{bmatrix}. \tag{22}$$

Prin identificarea elementelor matricelor (21) (22) rezultă:

$$e_2 = 2, \tag{23}$$

$$e_i = 2 - f_i g_{i-1} = 2 - \frac{\alpha_i \beta_{i-1}}{2}, \quad i = 3, 4, \ldots, n-1, \tag{24}$$

$$f_i = \alpha_i, \quad i = 3, 4, \ldots, n-1, \tag{25}$$

$$g_i = \frac{\beta_i}{2}, \quad i = 2, 3, \ldots, n-2, \tag{26}$$

$$h_2 = \frac{\gamma_2 - \alpha_2 y_1'}{e_2} = \frac{\gamma_2 - \alpha_2 y_1'}{2}, \tag{27}$$

$$h_i = \frac{\gamma_i - f_i h_{i-1}}{e_i} = \frac{\gamma_i - \alpha_i h_{i-1}}{2 - \frac{\alpha_i \beta_{i-1}}{2}}, \quad i = 3, 4, \ldots, n-2 \tag{28}$$

$$h_{n-1} = \frac{\gamma_{n-1} \beta_{n-1} y_n' - f_{n-1} h_{n-2}}{e_{n-1}} =$$

$$= \frac{\gamma_{n-1} - \alpha_{n-1} h_{n-2} - \beta_{n-1} y_n'}{2 - \frac{\alpha_{n-1} \beta_{n-2}}{2}}. \tag{29}$$

Înlocuind relaţiile (21) (22) în relaţia (20) se obţine [2]:

$$\begin{bmatrix} 1 & g_2 & & & \\ & 1 & g_3 & & \bigcirc \\ & & \ddots & \ddots & \\ & & & \ddots & \\ \bigcirc & & & 1 & g_{n-2} \\ & & & & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_2 \\ b_3 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ b_{n-2} \\ b_{n-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_2 \\ h_3 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ h_{n-2} \\ h_{n-1} \end{bmatrix}. \tag{30}$$

Prin identificarea elementelor matricelor (30) rezultă:

$$b_{n-1} = h_{n-1}$$

$$b_i = h_i - g_i b_{i+1} = h_i - \frac{\beta_i b_{i+1}}{2}, \tag{32}$$

$$i = n-2, \; n-3, \ldots, 3, 2.$$

Program pentru determinarea aproximării polinomiale spline de gradul trei

Schema logică a programului pentru determinarea aproximării polinomiale spline de gradul trei conţine blocul de intrare, blocul de calcul şi blocul de ieşire (fig. 1). Conţinutul blocului de calcul depinde de numărul de puncte ale caracteristicii neliniare luate în considerare la determinarea aproximării. În figura 2, 3 şi 4 se prezintă conţinutul blocurilor de calcul pentru $n = 3$, $n = 4$, respectiv $n \geqslant 5$ puncte.

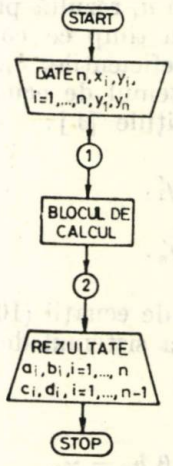


Fig. 1. Schema logică a programului pentru determinarea aproximării polinomiale spline de gradul trei.

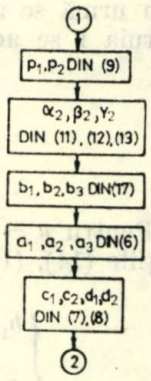


Fig. 2. Blocul de calcul pentru $n = 3$ puncte.

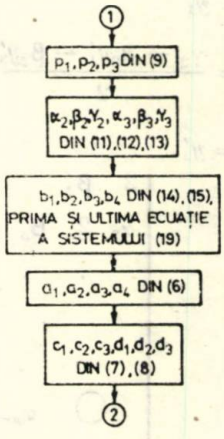


Fig. 3. Blocul de calcul pentru $n = 4$ puncte.

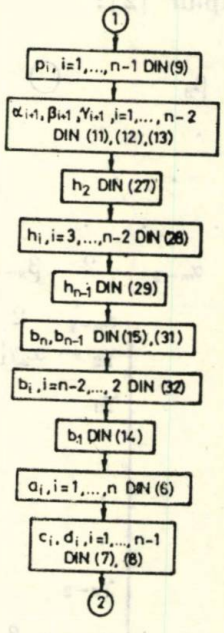


Fig. 4. Blocul de calcul pentru $n \geqslant 5$ puncte.

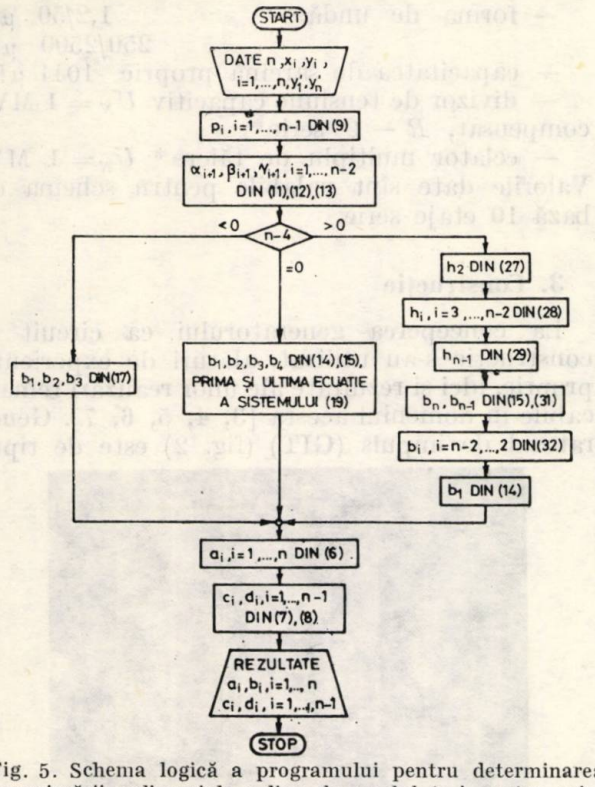


Fig. 5. Schema logică a programului pentru determinarea aproximării polinomiale spline de gradul trei pentru orice număr $n \geqslant 3$ puncte.

Prin folosirea unui bloc de decizie se poate realiza un program pentru orice număr $n \geqslant 3$ puncte considerate; schema logică aferentă este redată în figura 5.

Concluzii

Determinarea aproximării polinomiale spline de gradul trei (1) a caracteristicilor neliniare stabilite experimental ale elementelor sau dispozitivelor, electrice sau magnetice presupune rezolvarea sistemului de ecuaţii algebrice liniare (10). Spre deosebire de metodele de rezolvare uzuale, algoritmul şi programul prezentat în această lucrare nu necesită locaţii mari de memorie şi timpi lungi de calcul, pretîndu-se chiar şi la implementarea pe calculatoare electronice numerice de capacitate mică.

Bibliografie

[1] *Micula, Gh.* Funcţii spline şi aplicaţii, Bucureşti, Editura tehnică, 1978.

[2] *Dodescu, Gh., Toma, M.* Metode de calcul numeric. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1976.

CZ 621.3.014.33 :621.3.027.317

INALTĂ TENSIUNE
IMPULS
ÎNCERCĂRI

Instalaţia de impuls de tensiune 1 MV; 13,5 kJ.

T. VASCAN, I. ALBEANU, A. SEBE, M. MARICARU, D. RUCINSCHI, M. DUMITRESCU* — BUCUREŞTI

Pe linia preocupărilor pentru producerea în ţara noastră de standuri şi echipamente de verificare a calităţii, ICPE a conceput şi realizat în ultimii ani numeroase instalaţii din domeniul tehnicii tensiunilor înalte : generatoare de impulsuri repetate, instalaţii de impuls de tensiune şi curent, de diferite tensiuni, energii şi forme de undă, instalaţii de încercare a izolaţiei maşinilor rotative de înaltă tensiune, surse de curent continuu de înaltă tensiune [1,2]. În cele ce urmează se prezintă o instalaţie de impuls realizată pentru Institutul politehnic-Iaşi. Montată şi pusă în funcţiune în Laboratorul de înaltă tensiune al Facultăţii de energetică, instalaţia este utilizată în procesul de învăţămînt pentru activităţi de cercetare şi la încercări ale echipamentului de înaltă tensiune.

1. Principiul de funcţionare şi calculul generatorului

Generatorul de impuls este conceput după schema Marx (fig. 1) cu două condensatoare înseriate pe etaj. Sursa de curent continuu — G_{cc} încarcă prin rezistenţele de încărcare R_i capacităţile de impuls, Ci. Cînd tensiunea de încărcare atinge valoarea tensiunii de relaxare a eclatoarelor de comutaţie Ec, (sau la aplicarea impulsului trigger de amorsare a eclatoarelor, la o tensiune de încărcare aflată în plaja de funcţionare comandată a eclatoarelor), capacităţile de impuls se descarcă pe rezistenţa Rs şi în acelaşi timp se produce încărcarea capacităţii de sarcină prin rezistenţele de amortizare R_a.

* Centrul de cercet. ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică — Bucureşti.

Unda de impuls rezultată are un front determinat, în principal de C_s și R_a, în timp ce spatele undei este determinat, în principal, de C_i și R_s.

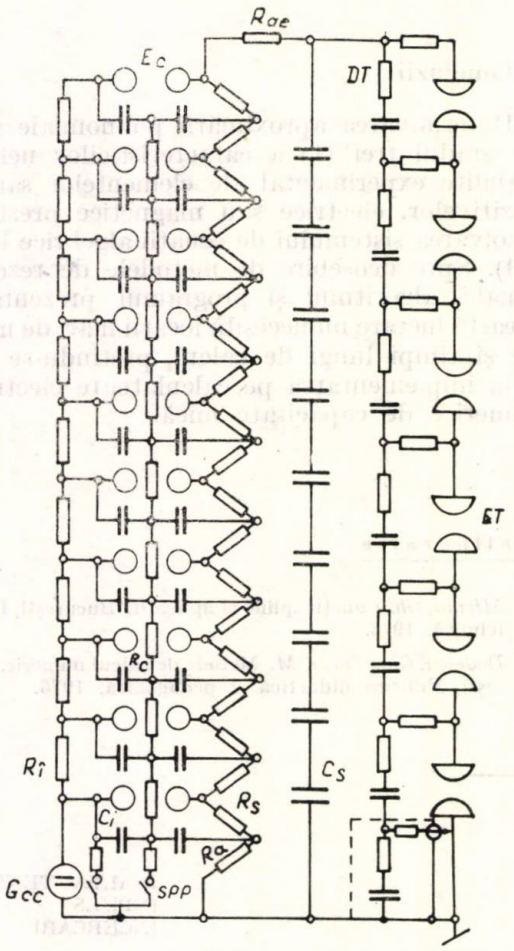


Fig. 1. Schema GIT — conexiune 10 etaje serie; SPP — separator pămîntare; G_{cc} — grup c.c.; C_i — condensator impuls; C_s — condensator sarcină; D_T — divizor tensiune; E_c — eclator comutație; E_T — eclator tăiere; R_a — rezistență amortizare; R_s — rezistență sarcină; R_c — rezistență cuvă; R_i — rezistență încărcare.

Calculul generatorului de impuls s-a realizat pe baza unui program de calcul care furnizează date pentru diferite elemente ale schemei în condițiile păstrării formei de undă impusă, la o variație a sarcinii între limitele: 1 000... 6 000 pF (anexa 1).

2. Caracteristici tehnice

Instalația de impuls are următorii parametri:
- timpul 10 E 2—13,5/1 000;
- tensiunea de alimentare 220 V; 50 Hz;
- puterea absorbită cca. 12 kVA;
- suma tensiunii maxime de încărcare 1000 kV;
- energia la tensiunea maximă 13,85 kWs;
- capacitatea de impuls totală 0,0277 μF;
- număr de etaje 10;
- forma de undă 1,2/50 μs; 250/2500 μs;
- capacitatea de sarcină proprie 1041 μF
- divizor de tensiune capacitiv $U_N = 1$ MV; compensat, $R - C$ serie*
- eclator multiplu de tăiere* $U_N = 1$ MV.

Valorile date sînt valabile pentru schema de bază 10 etaje serie.

3. Construcție

La conceperea generatorului ca circuit și construcție s-au utilizat, alături de experiența proprie, idei și rezultate ale unor realizări remarcabile în domeniul acesta [3, 4, 5, 6, 7]. Generatorul de impuls (GIT) (fig. 2) este de tipul

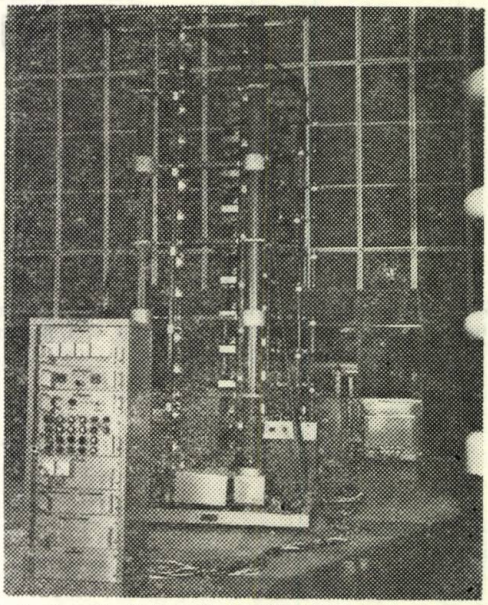


Fig. 2. Instalația de impuls 1 MV; 13,5 kJ, în timpul probelor.

mobil, realizat sub forma unui stelaj izolant care conține condensatoarele de impuls, rezistențele de formare a undei, eclatoarele de comutație, totul amplasat pe o platformă care susține și condensatorul de sarcină. Grupul de curent continuu și panoul de comandă sînt unități separate.

Elementele care intră în schema de formare a impulsului sînt astfel dispuse încît să formeze un circuit cu inductivitate cît mai redusă.

Condensatoarele de impuls ($C_N = 0{,}55$ μF; $U_N = 50$kV) ca și condensatoarele de sarcină și cuplaj realizate în ICPE, laboratorul de condensatoare, sînt de tipul cu un pol izolat — cuvă metalică cu izolator de trecere din porțelan. Izolația bobinelor de condensator este de tipul mixtă hîrtie-polipropilenă impregnată cu ulei mineral 2 004. Condensatoarele au fost încercate astfel:
- ținere 1 min la $U = \pm 50$ kV c.c.;

* Divizorul de tensiune și eclatorul multiplu de tăiere au fost concepute și realizate de Laboratorul de înaltă tensiune de la CCSIT-Craiova.

— 10 cicluri încărcate ± 55 kV — descărcare pe $R = 9\ \Omega$
— tg δ și C, măsurate înainte și după probe au prezentat variații reduse:

$C = 0{,}55\ \mu F \pm 2\%$; $tg\delta = 1{,}3 \pm 2\%$.

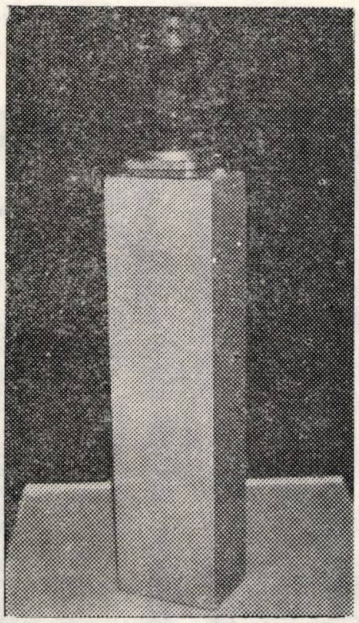


Fig. 3. Condensator de impuls 0,55 μF; 50 kV.

Condensatoarele de sarcină ($C_N = 4070$pF; $U = 115$kV) sînt de tipul cu ambii poli izolați, în cuvă de pertinax, cu izolația hîrtie-polipropilenă ulei. Ele au o conexiune a bobinelor care le conferă inductivitate foarte redusă. S-au făcut încercările:
— ținere 1 min. la $U = \pm 125$ kVc.c.;
— ținere la impuls 1,2/50 μs 10 imp. la $U = \pm 125$ kV;

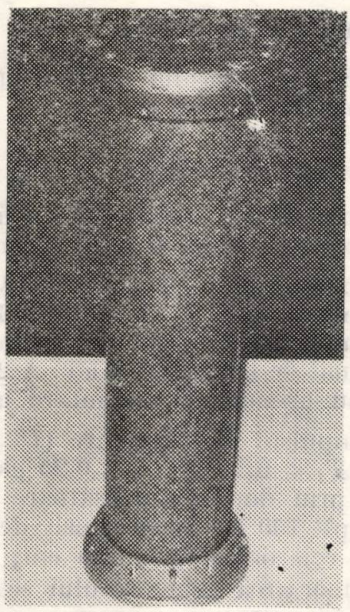


Fig. 4. Condensator sarcină 4 070 pF; 115 kV.

— C și tg δ ($tg\delta = 1{,}4$) măsurate înainte și după probe nu s-au modificat cu mai mult de $\pm 2\%$.

Rezistențele GIT. Rezistențele de amortizare pentru undă 1,2/50 μs au fost realizate din bandă rezistivă țesută antiinductiv; rezistențele de sarcină pentru undă 1,2/50 μs sînt bobinate antiinductiv din sîrmă nicrothal izolată cu email și mătase; rezistențele pentru undă 250/2 500 μs, ca și cele de limitare, de încărcare și de cuvă au bobinaj normal. Cele 20 de seturi de rezistențe permit adaptarea comodă a GIT la sarcini de 1 000...6 000 pF, cu o cadență de funcționare a GIT de 0,25...1 imp/min, funcție de forma undei și valoarea tensiunii de încărcare, în condiții normale de solicitare termică. Un sistem de cleme elastice, multiple, permite cuplarea rapidă a rezistențelor în diferite scheme.

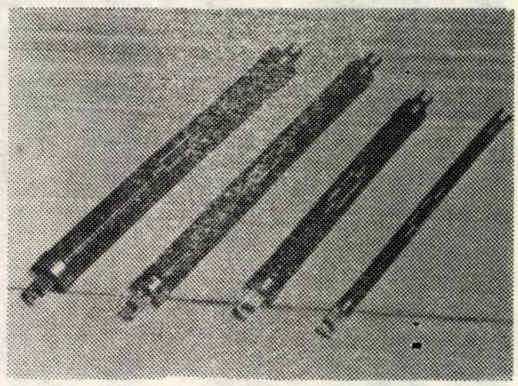


Fig. 5. Rezistențe de formare a undei.

Eclatoarele de comutație, sînt semisferice cu diametrul de 150 mm; cele de la primul etaj au un electrod de aprindere montat izolat într-o calotă sinterizată (Tg—Cu). Electrozii mobili ai eclatoarelor au o mișcare de transla-

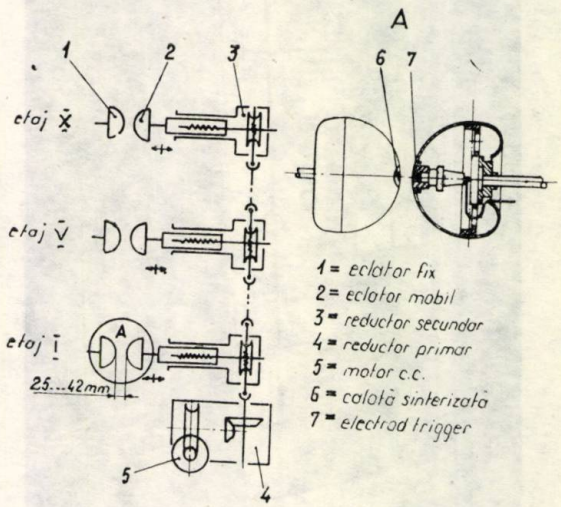


Fig. 6. Reglarea distanței eclatoarelor; eclatoarele comandate.

ţie 2,5...42 mm asigurată de un mecanism cu mai multe trepte. Măsurarea distanţei se face cu un traductor rezistiv şi este afişată la panoul de comandă.

Modulul de triggerare, cuprinde două trepte : *MIT* (modul intermediar) şi *MFT* (modul final de triggerare), ultimul făcînd posibilă amorsarea comandată a GIT.

Panoul de alimentare conţine blocul de izolare, elementele de comandă, semnalizare, protecţie şi măsură dispuse în 8 rackuri de 19 ţoli cu funcţii distincte : bloc măsură, întîrziere, triggerare, comandă, surse, afişare, regulator tiristoare, protecţie.

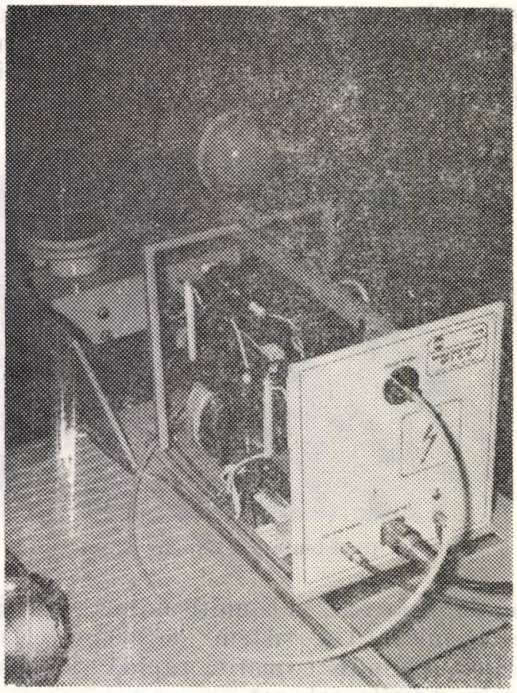


Fig. 7. Modul final de triggerare MFT.

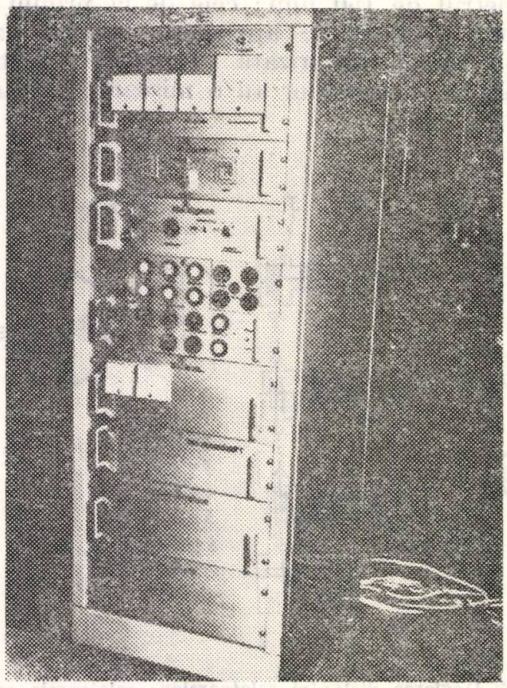


Fig. 8. Panoul de comandă.

Grupul de curent continuu $\pm$100 kVc.c., 30 mA serveşte la încărcarea GIT, într-o schemă de dublarea tensiunii, prevăzută cu inversor de polaritate cu comandă de la distanţă, şi divizor c.c. 100 kV.

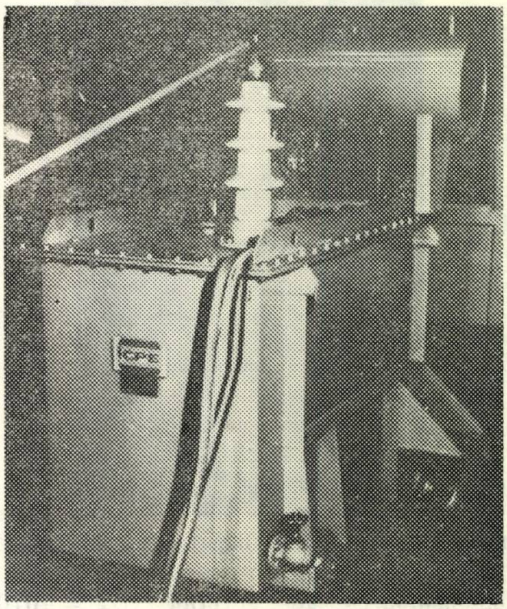


Fig. 9. Grup de curent continuu.

Este realizat sub forma unui modul compact cu toate elementele de înaltă tensiune amplasate într-o cuvă cu ulei.

Are protecţie Bucholz, protecţie la scurtcircuit, suprasarcină, supratemperatură, supratensiuni tranzitorii.

4. Comanda generatorului

Comanda generatorului poate fi urmărită pe schema-bloc din figura 10.

4.1. Amorsarea generatorului

Amorsarea GIT se realizează cu un dispozitiv electronic cu două trepte : prima treaptă *MIT* furnizează un impuls ($\widehat{U} \simeq 600$ V ; $T_f \leqslant 15$ ns cu dispersie $\delta_T \leqslant 20$ ns figura 11), care se aplică unui tiratron rapid din primul etaj al modului final de triggerare MFT. A 2-a treaptă a MFT, cu element de comutare un eclator, produce impulsul de triggerare ($\widehat{U} \simeq 10$ kV ; $W = 2$J ; $T_f \leqslant 0{,}15$ μs ; $\delta_T \leqslant 0{,}25$ μs, (fig. 12), distribuit prin două condensatoare de cuplaj 2 x 1 500 pF 100 kV la electrozii de aprindere ai sferelor eclatorului primului etaj al generatorului. Amorsarea generatorului se poate comanda fie manual, fie automat.

4.2. Comanda manuală

Reglarea tensiunii de încărcare a condensatoarelor GIT se face cu un regulator cu tiristoare RT (fig. 10) de tipul cu două tiristoare

Comanda regulatorului se realizează cu o schemă cu TUJ (IM) care asigură reglajul unghiului de deschidere a tiristoarelor în limite dorite, cu ajutorul a două potențiometre (brut și fin).

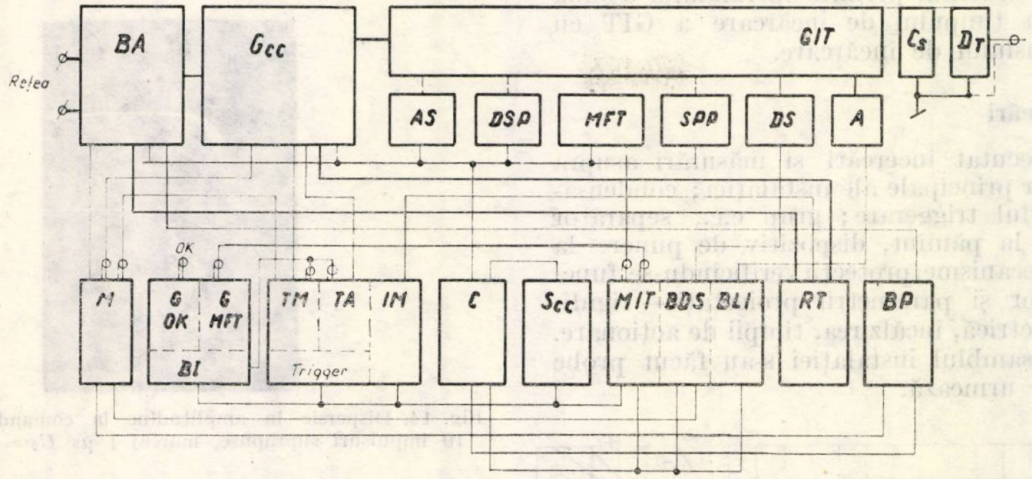


Fig. 10. Schema-bloc a instalației de impuls: *BA* — bloc alimentare; *Gcc* — grup curent continuu; *GIT* — generator de impuls de tensiune; *Cs* — condensator de sarcină; *DT* — divizor tensiune; *AS* — acționare șasiu; *DSP* — dispozitiv de scurtcircuitare și pămîntare; *MFT* — modul final triggerare; *SPP* — separator de punere la pămînt; *DS* — distanță sfere; *A* — avertizare; *M* — măsură; *Gok* — generator *OK*; *GMFT* — generator *MFT*; *BI* — bloc întîrziere; *TM* — trigger manual; *TA* — trigger automat; *IM* — încărcare manuală; *C* — comandă; *Scc* — sursă c.c.; *MIT* — modul intermediar triggerare; *RT* — regulator cu tiristoare; *BP* — bloc protecție.

montate antiparalel, prevăzut cu protecție a supratensiuni, precum și cu circuite de deparazitare pentru rețea.

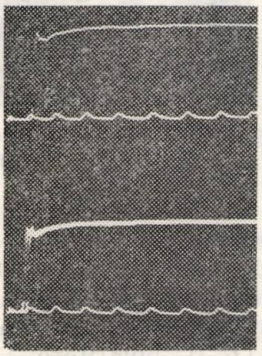


Fig. 11. Impulsul de triggerare *MIT*: sus: impuls *MIT*: $\hat{U} \simeq 600$ V; marcaj 0,1 μs; jos: dispersie impuls *MIT*, 5 impulsuri suprapuse; marcaj 0,1 μs.

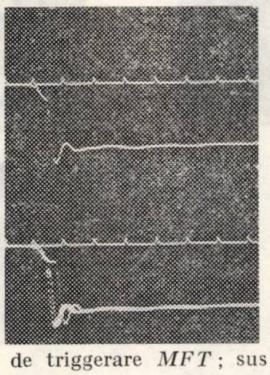


Fig. 12. Impulsul de triggerare *MFT*; sus: impuls *MFT* $\hat{U} \simeq 10$ kV; marcaj 0,5 μs; jos: dispersie impuls; *MFT*, 5 impulsuri suprapuse, marcaj 0,5 μs.

Pentru o funcționare sigură a regulatorului s-a ales comanda cu impuls lat, utilizînd pentru aceasta două tiristoare de curent mic, comandate de TUJ.

La atingerea valorii dorite a tensiunii de încărcare operatorul comandă blocul trigger manual — TM.

Impulsul dat de TM se aplică blocului de întîrziere BI la ieșirea căruia se obțin două impulsuri decalate între ele cu un interval de timp preselectat de operator. Timpul de întîrziere poate fi reglat în trepte de 1 μs de la 0—99 μs, sau în trepte de 10 μs de la 0—990 μs.

Impulsurile decalate de BI sînt aplicate la intrarea celor două generatoare G_{OK} și G_{MFT}. Impulsurile obținute la ieșirea acestora servesc la declanșarea oscilografului catodic respectiv pentru comanda modulului intermediar trigger MIT [9, 10, 11].

4.3. Comanda semiautomată

Încărcarea condensatoarelor de GIT se face manual cu regulatorul cu tiristoare, iar triggerarea se face automat la nivelul tensiunii de încărcare preselectată (blocul TA).

Nivelul tensiunii de încărcare se preselectează cu ajutorul unui potențiometru helicoidal de precizie.

Schema realizează o comparare între tensiunea preselectată și tensiunea de încărcare prelevată de la divizorul de tensiune. La egalitatea celor două tensiuni, la ieșirea acestui bloc

se obține un impuls care este aplicat blocului de întîrziere BI, urmînd în continuare aceeași cale ca și la comanda manuală.

Acest tip de comandă asigură o foarte bună reproductibilitate a amplitudinii impulsului GIT. De asemenea, permite operandului o bună adaptare a timpului de încărcare a GIT cu nivelul tensiunii de încărcare.

5. Încercări

S-au executat încercări și măsurări asupra elementelor principale ale instalației; condensatoare, modul triggerare; grup c.c., separator de punere la pămînt, dispozitiv de punere la pămînt, mecanisme, protecții verificîndu-se funcționarea lor și parametrii proiectați — rigiditatea dielectrică, încălzirea, timpii de acționare. Pentru ansamblul instalației s-au făcut probe după cum urmează.

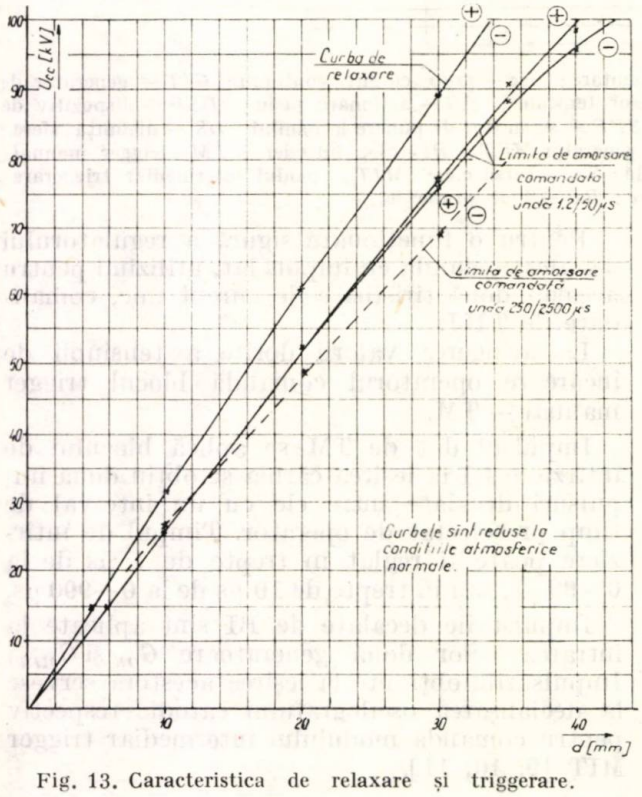


Fig. 13. Caracteristica de relaxare și triggerare.

5.1. Determinarea caracteristicii de relaxare

5.2. Controlul comenzii manuale

Declanșarea manuală a GIT pentru 10 impulsuri succesive a arătat o dispersie în amplitudine neglijabilă, datorită reglajului foarte fin al tensiunii de încărcare.

5.3. Controlul comenzii semiautomate

S-a verificat secvența de triggerare automată la o tensiune preselectată și reproductibilitatea amplitudinii impulsului.

5.4. Controlul întîrzierii, între declanșarea oscilografului catodic și producerea impulsului GIT arată că posibilitățile oferite de blocul de întîrziere acoperă necesitățile de oscilografiere pentru unde 1,2/50 μs și 250/2500 μs.

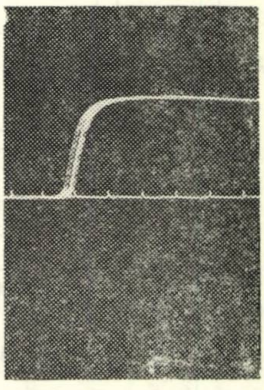


Fig. 14. Dispersie în amplitudine la comandă manuală; 10 impulsuri suprapuse, marcaj 1 μs $U_i = 55$ kV c.c.

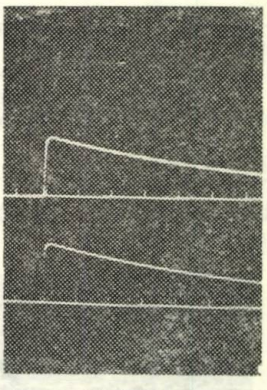


Fig. 15. Dispersia în amplitudine la comandă semiautomată; marcaj 10 μs $U_i = 25$ kV c.c. sus: 5 impulsuri suprapuse, jos: 1 impuls.

5.5. Determinarea domeniului de triggerare, pentru undă 1,2/50 μs și 250/2 500 μs. Valorile limită ale domeniului de triggerare, figura 13 s-au dedus prin determinarea tensiunii minime de încărcare (U_{Tr}), polaritate + și — pentru

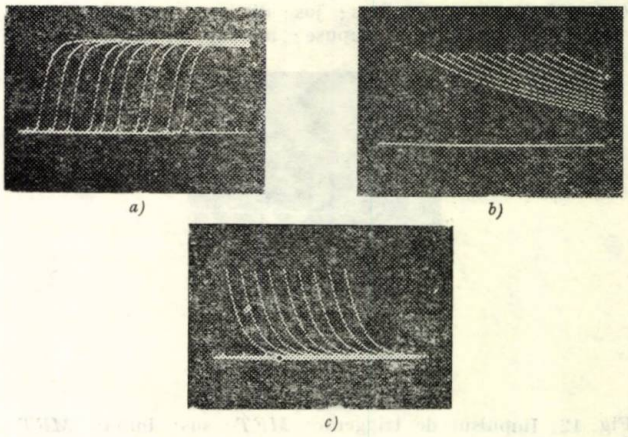


Fig. 16 a. Întîrziere *OK — GIT*: marcaj 1 μs; b) marcaj 10 μs; c) marcaj 100 μs.

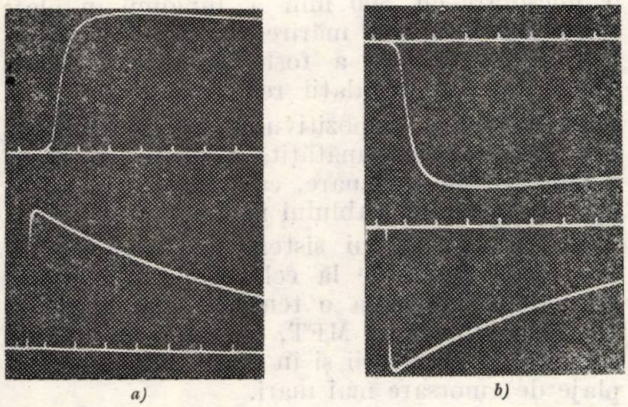
care generatorul poate fi amorsat sigur prin comandă. U_r este tensiunea de relaxare.

S-a obținut o plajă de amorsare $D = \frac{Ur - Utr}{Utr} 100$:

$D = 15{,}5\% \ldots 20\%$ polaritate + undă 1,2/50 μs;
$D = 17\% \ldots 20\%$ polaritate — undă 1,2/50 μs;
$D = 12 \ldots\ldots 21\%$ polaritate + undă 250/2 500 μs;
$D = 12 \ldots\ldots 20\%$ polaritate — undă 250/2 500 μs.

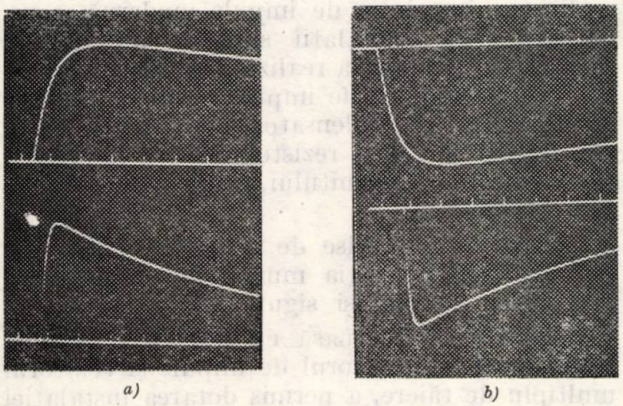
5.6. *Controlul formei de undă*

Unda tip STA s-a verificat pentru diferite tensiuni de încărcare pînă la Uc.c. = 100 kV/etaj (fig. 17) și are parametrii:
$T_1 = 1{,}25$ μs, $T_2 = 54$ μs, iar unda tip STC pînă la Uc.c. = 80 kV/etaj și are parametrii $T_1 = 253$ μs; $T_2 = 2\,590$ μs, ele încadrîndu-se în prescripțiile de domeniu [8].



a) b)

Fig. 17. Undă tip STA produsă de *GIT*; a) $Ui = +100$ kVc.c., 10 etaje serie, $Cs = 608$ pF; Ra = 60Ω: sus: marcaj 1 μs, jos: marcaj 10 μs; b) $Ui = -100$ kVc.c. sus: marcaj 1 μs, jos: marcaj 10 μs; $T1 = 1{,}25$ μs, $T2 = 57$ μs.



a) b)

Fig. 18. Undă tip STC produsă de *GIT*: a) $Ui = +80$ kVc.c. 10 etaje serie, $Cs = 608$ pF; $Ra = 9\,300$ Ω, sus: marcaj 100 μs; jos: marcaj 500 μs; b) $U = -80$ kV c.c., sus: marcaj 100 μs; jos: marcaj 500 μs.

5.7. *Determinarea factorului de utilizare*

Rezultatele sînt date în (figura 19). Capacitatea de sarcină a avut valoarea $C_s \simeq 1\,000$ pF.

5.8. *Controlul tăierii undei*

S-a tăiat unda cu eclatorul multiplu de tăiere EMC tip CCSIT — Electroputere, generatorul fiind încărcat la tensiunea maximă 100 kVc.c./etaj (fig. 20) arată diferite întîrzieri de tăiere preselectate în domeniul de triggerare al EMC.

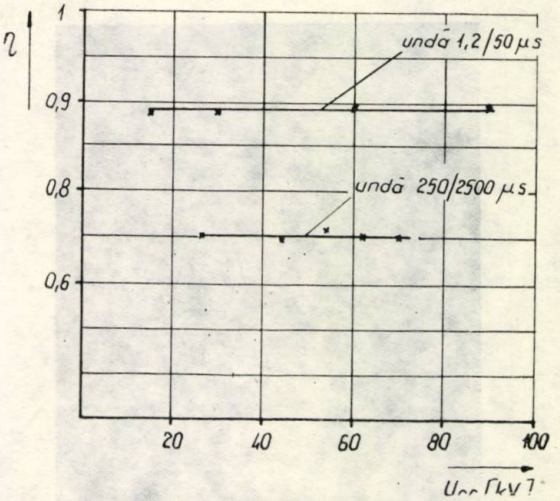


Fig. 19. Randamentul *GIT* funcție de tensiunea de încărcare.

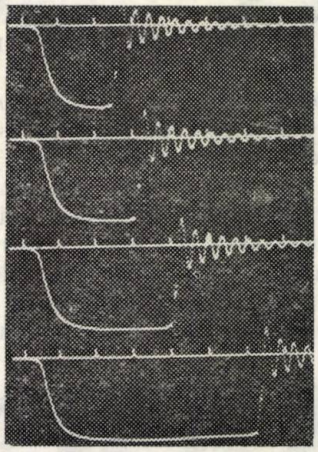


Fig. 20. Tăierea undei de tip STA cu eclatorul multiplu de tăiere: $Tc = 2$ μs, 2,6 μs; 3,6 μs; 5,8 μs; marcaj 1 μs; $Ui = -50$ kVc.c.

5.9. *Verificarea GIT în diferite scheme de conexiuni.*

S-a verificat funcționarea GIT în conexiuni serie — parțial și paralel: 5 grupe serie a 2 etaje paralel.

6. Dispozitive și măsuri de protecția muncii

Pentru ciclul de operații care în final permit accesul la instalație; întreruperea tensiunii, descărcarea, punerea la pămînt, scurtcircuitarea, sînt prevăzute aparatele și dispozitivele următoare:

6.1. Separatorul de punere la pămînt (SPP) (fig. 21), are acționare electromagnetică la des-

chidere, și închidere automată prin resoarte, la ambele mișcări avînd amortizare pneumatică. Unul din brațele separatorului pune la pămînt polii de 100 kV ai condensatoarelor de impuls (Ci), (fig. 1) și borna de înaltă tensiune a grupului de curent continuu. Brațul al doilea al SPP, pune la pămînt cuvele condensatoarelor de impuls care se află la $U_{max} = 50$ kV.

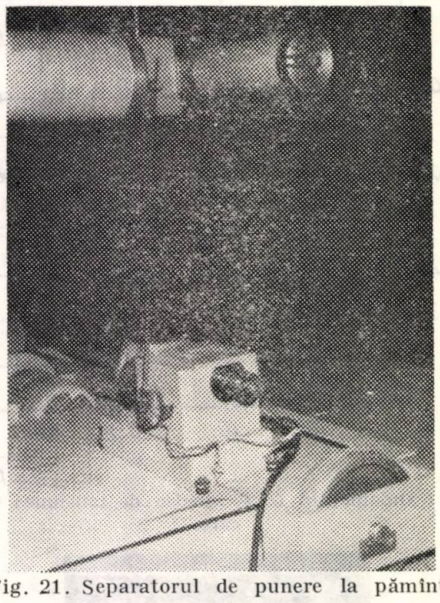


Fig. 21. Separatorul de punere la pămînt.

6.2. Dispozitivul de scurtcircuitare (fig. 22) Ciclul de descărcare de mai sus este condiționat de prezența rezistențelor : R_t, R_c, R_s, R_a, care se pot dintr-un motiv oarecare întrerupe (fig. 1). Pentru accesul personalului la elementele schemei, este necesară scurtcircuitarea condensatoarelor. Dispozitivul este compus dintr-un grup motor-reductor, care acționează prin intermediul a două cuple electromagnetice

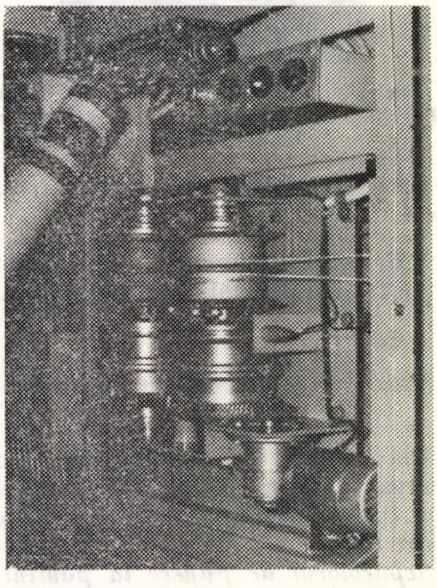


Fig. 22. Dispozitivul de scurtcircuitare.

două tambure, unul pentru un cablu conductor, altul pentru un cablu izolant, care se mișcă alternativ și permit prin elemente de ghidare și contact, scurtcircuitarea tuturor polilor sub tensiune ai condensatoarelor.

Butonul de avarie, lampa cu lumină roșie intermitentă și hupa completează dispozitivele de avertizare și protecție.

Instrucțiunile de lucru și cele de protecția muncii specifice instalației și care însoțesc documentația permit exploatarea instalației în condiții de securitate.

7. Observații critice

— Instalația nu produce și unde oscilante, care sînt întîlnite în practica încercării unor echipamente.

— Soluția constructivă a structurii izolante a generatorului poate fi ameliorată, rezultînd o micșorare cu 800 mm a lungimii în plan a generatorului și o mărire a rezistenței mecanice. Noua soluție a fost experimentată cu succes la alte instalații realizate la ICPE.

— Mecanica dispozitivului de scurtcircuitare poate fi îmbunătățită prin utilizarea a 2 motoare de antrenare, cu compensare automată a întinderii cablului izolant.

— Utilizarea unui sistem mai complex la electrozii trigger de la eclatoarele comandate ar permite lucrul la o tensiune mai mare de 10 kV a impulsului MFT, o energie mărită de comandă a amorsării și în final obținerea unei plaje de amorsare mai mari.

8. Concluzii

Utilizînd experiența într-un domeniu în care ICPE lucrează de peste 25 ani, s-a conceput și realizat o instalație de impuls modernă, competitivă cu instalații similare produse în străinătate. Instalația realizată se distinge prin acuratețea undelor de impuls produse, ceea ce atestă calitatea condensatoarelor speciale realizate tot la ICPE, a rezistențelor cu inductivitate redusă și a circuitului general de impuls bine controlat.

Posibilitățile precise de comandă, ca și dispozitivele de protecția muncii fac exploatarea instalației comodă și sigură.

Colaborarea fructuasă cu CCSIT — Craiova care a realizat divizorul de impuls și eclatorul multiplu de tăiere, a permis dotarea instalației cu mijloace adecvate de măsură și au lărgit gama de servicii prin posibilitatea și încercării cu undă de impuls tăiată.

În sfîrșit experiența rezultată la încercările detaliate de casă făcute vor permite realizarea în viitor de instalații mai perfecționate, mai complexe în pas cu ultimele cerințe în domeniul tehnicii tensiunilor înalte.

ANEXA 1

Calculul elementelor pentru formarea undei de impuls

Programul pentru calculul elementelor schemei din figura 23 a fost conceput astfel încît avînd ca date de intrare parametrii undei de impuls de tensiune care trebuie produsă (eventual și toleranțele impuse de norme), valoarea condensatorului de impuls C_i, și limitele de variație ale capacității de sarcină C_s să furnizeze ca date de ieșire curbele de variație a rezistențelor de amortizare R_a, de sarcină Rs și a coeficientului de utilizare a schemei funcție de capacitatea de sarcină $C = f(Cs)$. Principalele etape ale programului sînt următoarele:

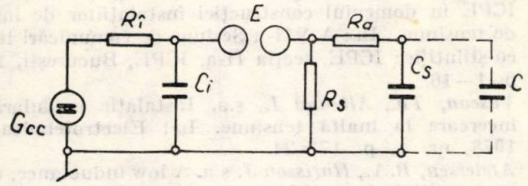


Fig. 23. Schema de principiu a unui etaj GIT. Simbolurile ca în figura 1.

1°/ cunoscînd raportul Ts/Tf se determină din curbele $Ts/Tf = f_1(\alpha)$; $Ts/\theta = f_2(\alpha)$; $\eta u/Uc = f_3(\alpha)$ memorate pe bandă magnetică sub formă de tabel, parametrii α, θ, $\eta u/Uc$ a căror semnificație fizică și formele de definiție sînt date detaliat în [12].

2°/ se calculează pentru un număr de 11 valori ale lui C_s, repartizate în mod egal între limita minimă și maximă de variație, parametrii:

$$R_a = \frac{\alpha\theta}{C_s}(1 - \sqrt{1 - x}), \quad (1)$$

$$R_s = \frac{\alpha\theta}{C_i + C_s}(1 + \sqrt{1 - x}), \quad (2)$$

$$c = \frac{\eta \frac{u}{u_c}}{\eta} \quad (3)$$

unde:

$$x = \frac{1}{\alpha^2}\left(1 + \frac{C_s}{C_i}\right), \quad (4)$$

$$\eta = 1 + \frac{Cs}{Ci}\left(1 + \frac{Ra}{Rs}\right); \quad (5)$$

3°/ rezultatele sînt afișate sub formă de tabel pentru fiecare formă de undă cerută, putînd fi apoi trasate grafice de variație corespunzătoare, cu ajutorul cărora se aleg valorile optime pentru rezistențe.

În figura 24 și 25 se dau curbele de variație ale rezistenței de amortizare pentru unda 1,2/50 μs și ale coeficientului de utilizare calculat funcție de capacitatea de sarcină. Calculul s-a făcut pentru generatorul de impuls în schema cu 10 etaje serie luînd pentru C_i valoarea 0,025 μF iar pentru C_s limitele de variație între 500 pF și 6600 pF. Valorile obținute pentru R_a și R_s sînt deci valori echivalente corespunzătoare conectării în serie a celor 10 etaje. Se observă că rezistențele de amortizare trebuie să aibă mai multe valori în scopul acoperirii întregii plaje de variație asumate pentru C_s.

În figura 24 liniile orizontale marcate cu cifrele 1, 4, 5,...,20, reprezintă cîteva din valo-

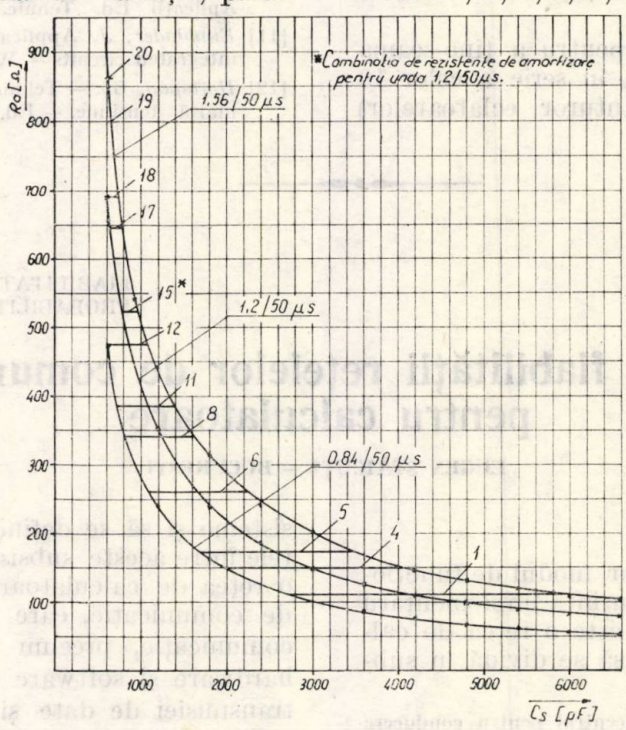


Fig. 24. $R = f(Cs)$. Rezistența de amortizare funcție de sarcină.

rile pentru rezistența R_a ce se pot obține cu setul de rezistențe de amortizare prevăzut în dotarea generatorului. Nu s-a mai dat graficul de variație $R_s = f(C^s)$ deoarece rezistența de sarcină nu variază cu Cs în limitele considerate și ca atare s-a putut utiliza o singură valoare pe etaj. Această valoare se calculează cu formula:

$$r_s = \frac{R_i \cdot R_s}{n(R_i - R_s)}, \qquad (6)$$

unde: R_i este suma rezistențelor de încărcare a GIT;
n — numărul de etaje;
r_s — rezistența de sarcină pentru un etaj.

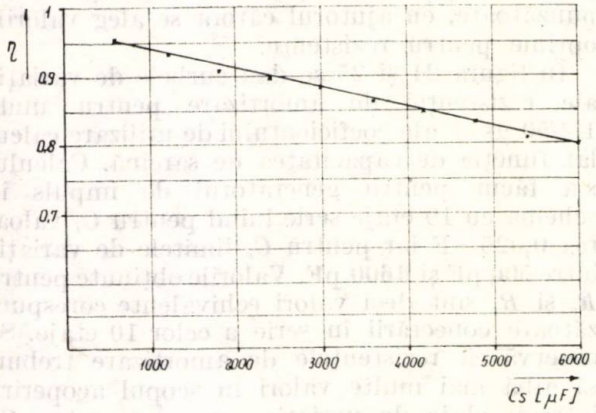


Fig. 25. $\eta = f(Cs)$. Randamentul calculat pentru undă normală 1,2/50 μs.

Formula (6a) se aplică pentru a ține seama de faptul că la conectarea în serie a celor 10 etaje (după amorsarea tuturor eclatoarelor) rezistențele de încărcare apar în paralel cu rezistențele de sarcină și neglijarea lor ar putea duce în anumite condiții la obținerea unor unde cu timpi de semiaplitudine mai mici.

Bibliografie

[1] *Popescu Ch., Vascan, Th.* Realizări și preocupări în ICPE în domeniul construcției instalațiilor de impuls de tensiune. In: A VII-a Sesiune de comunicări tehnico-științifice ICPE, secția II-a, ICPE, București, 1970, p. 1—16.

[2] *Vascan, Th., Albeanu I.*, ș.a. Instalație modulară de încercare la înaltă tensiune. In: Electrotehnica **26**, 1978, nr. 1, p. 17—24.

[3] *Andersen, R.A., Harisson J.* ș.a. A low inductance, compact, modularized Marx generator. Internationales Symposium Hochspannungstechnik, München, mart, 1972, p. 111—115.

[4] *Brändlin, F., Feser K., Sutler H.* An autdser—impulse—genarator for 5, 6 mill, volt, Scient, contr. International High-Voltage Symposium, Zürich, sept., 1975 p. 123—127.

[5] *Yubota, Y.* ș.a. 2 MV coaxial Marx generator for producing intense relativistic electron beam. Energy storage, compression and switching., p. 63—67 Plenum Publishing Corporation, New York.

[6] *Christiensen, J. M.* ș.a. A versatile automatic 1,2 MV impulse generator. Scient. contr. International High — Voltage Symposium, Zurich, sept., 1975 p. 127—133.

[7] *Gordin, B. I., Elstner, G.* Impulse generator for testing the insulation of EHV—UHV transmission lines and equipment. Scient. contr. Third International Symposium on high voltage engineering, Milano, 1979, p. 1—3.

[8] IEC Recomendation 60—2/1973 High — Voltage test techniques, Part 2, Test procedures.

[9] *Lilen H.* Thyristors et triacs — Circuitheque d'electronique nr. 4. — Editions Radio, Paris 1971.

[10] *Constantin, P., Radu, O.* Tranzistoare unijoncțiune—Aplicații Ed. Tehnică București, 1976.

[11] *Eimbinder, J.* Application, conssiderations for linear integrated circuits — Wiley Interscience, London 1970.

[12] *Hortopan, Gh.* — Tehnica impulsului în laboratorul de înaltă tensiune. — Ed. Tehnică București 1965.

CZ 658.56 :548.7 :519.2

FIABILITATE SISTEME DE CALCUL
PROBABILITATE DE DISCONTINUITATE

Calculul fiabilității rețelelor de comunicație pentru calculatoare

EUGEN STĂICUȚ* — BUCUREȘTI

Introducere

Pentru a înțelege mai ușor modul de funcționare și, totodată, pentru ușurința implementării unui sistem complex cum este o rețea de calculatoare, este convenabil să se dividă în subsisteme și să se definească foarte clar interfețele între aceste subsisteme. Din aceste motive, o rețea de calculatoare cuprinde un subsistem de comunicație, care include toate liniile de comunicație, precum și celelalte componente hardware și software dedicate în mod special transmisiei de date și un subsistem, care cuprinde toate resursele de calcul și terminalele

* dr. ing. *Stăicuț E.* Institutul central pentru conducere și informatică-București.

conectate la subsistemul de comunicație [1,5]. În figura 1 se arată, ca exemplu, o configurație ipotetică de rețea de calculatoare.

Fiabilitatea unei rețele de calculatoare depinde atît de fiabilitatea elementelor individuale (sisteme de calcul, terminale, calculatoare de comunicație, linii de comunicație), cît și de modul în care acestea sînt interconectate.

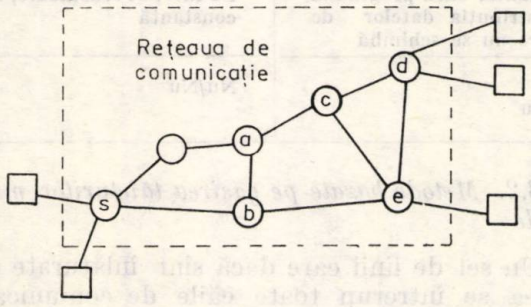


Fig. 1. Structura unei rețele de calculatoare.

Ca exemplu, în figura 2 se arată trei moduri în care pot fi conectate șapte noduri de comunicație, utilizînd zece linii de comunicație. În configurația arătată în figura 2a, nodul *4* realizează o gîtuire a traficului între nodurile *1*, *2*, *3* și *5*, *6*, *7*. Căderea nodului *4* duce la întreruperea tuturor căilor de comunicație între

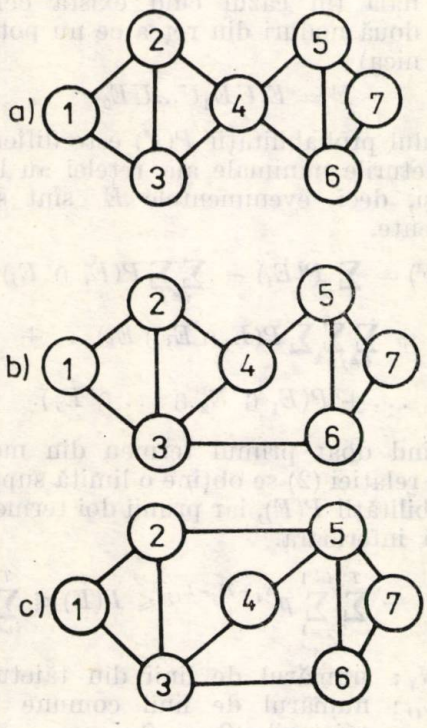


Fig. 2. Interconectarea nodurilor de comutație.

nodurile *1*, *2*, *3* și *5*, *6*, *7*. Deci, fiabilitatea rețelei depinde foarte mult de fiabilitatea nodului *4*. Pentru a se asigura o fiabilitate ridicată a rețelei în ansamblu, este necesar ca să se mărească în primul rînd fiabilitatea nodului *4*. În configurația prezentată în figura 2b nodul *4* nu mai este așa de critic pentru asigurarea fiabilității ca în configurația precedentă, căderea nodului *4* nemaiducînd la întreruperea tuturor căilor de comunicație între nodurile *1*, *2*, *3* și *5*, *6*, *7*. Configurația prezentată în figura 2c este mai bună decît cea prezentată în figura 2b în ceea ce privește fiabilitatea rețelei la căderea liniilor. Se observă că în cazul configurației din figura 2b căderea a două linii (liniile între nodurile *4*—*5* și *3*—*6*) duce la întreruperea tuturor căilor de comunicație între nodurile *1*, *2*, *3*, *4* și *5*, *6*, *7*, pe cînd în cazul configurației din figura 2c este necesar să cadă cel puțin trei linii de comunicație (liniile între nodurile *2*—*5*, *4*—*5* și *3*—*6*) pentru a întrerupe toate căile între nodurile *1*, *2*, *3*, *4* și *5*, *6*, *7*.

Pentru sistemele de calcul individuale, se ridică aceleași probleme de fiabilitate, ca pentru orice alte aplicații. Este adevărat că acestea au software special pentru controlul comunicațiilor în rețea. Acesta poate crea dificultăți importante, care însă nu sînt tratate în prezenta lucrare. Atenția este concentrată asupra subsistemului de comunicație, care constituie singurul aspect caracteristic al rețelei și care o face diferită de sistemele de calcul obișnuite.

1. Fiabilitatea sistemelor de calcul

Din punct de vedere al fiabilității, un sistem de calcul poate fi considerat ca fiind format din trei subsisteme : hardware, software și sistemul de intrare/ieșire. Fiabilitatea sistemului total este definită ca fiind probabilitatea că fiecare subsistem funcționează în limitele specifice pe o durată de timp și în condiții de lucru stabilite. În tabelul 1 se dau principalele caracteristici ale erorilor produse de cele trei subsisteme.

2. Fiabilitatea rețelei de comunicații

În cele ce urmează, se consideră fiabilitatea rețelei de comunicații avînd în vedere (în mod fidel) că nodurile de comunicație sînt perfect fiabile. Mărimile de apreciere a fiabilității unei rețele de comunicație mai des întîlnite în literatură, sînt :

— probabilitatea de discontinuitate (cel puțin două noduri ale rețelei nu pot comunica);

— estimația numărului de perechi de noduri care pot comunica;

— estimația numărului de subrețele formate ca urmare a căderii diferitelor linii;

— estimația debitului de mesaje transferate.

În cele ce urmează se prezintă cîteva modele de calcul al probabilității de discontinuitate,

Tabelul 1

	Hardware	Software	Sistemul intrare/ieşire
Cauzele principale de producere a erorilor	— degradarea componentelor în timp; — acţiunea mediului ambiant	— complexitatea proiectării; — distribuţia datelor de intrare	— acţiuni necorespunzătoare ale operatorului; — defectarea echipamentelor de intrare/ieşire.
Rata de erori	La început scăzătoare, apoi constantă	Constantă, dacă programul şi distribuţia datelor de intrare nu se schimbă	La început scăzătoare, apoi constantă
Este posibil să se elimine complet erorile (teoretic/practic)	NU/NU	Da/Nu	Nu/Nu

3.1. Metode bazate pe analiza combinatorie

Cele mai simple metode de calcul al fiabilităţii unei reţele de comunicaţii sînt bazate pe analiza combinatorie. Se presupune o reţea cu n noduri şi N linii, toate avînd aceeaşi probabilitate de cădere p. Se propune să se calculeze probabilitatea R_{sd} de întrerupere a tuturor căilor de comunicaţie între două noduri s şi d. Fie $C(k)$ numărul de combinări în care pot să cadă k linii, astfel încît să se întrerupă toate căile de comunicaţie $s-d$.

Evident: $0 \leqslant C(k) \leqslant C_N^k$.

Probabilitatea că vor cădea k linii din N este $p^k(1-p)^{N-k}$.

Rezultă: $$R_{sd} = \sum_{k=0}^{N} C(k)p^k(1-p)^{N-k}. \qquad (1)$$

Rezultă că problema calculului probabilităţii R_{sd} se reduce la calculul $C(k)$ pentru $k = 0, 1,..., N$.

Reţeaua avînd n noduri, sînt necesare cel puţin $n-1$ linii pentru conectarea tuturor nodurilor. Rezultă că $C(k) = C_N^K$ pentru $K = N-n+2,...,N$, deoarece în oricare din aceste cazuri rămîn în stare de funcţionare mai puţin de $n-1$ linii şi deci nu mai există posibilitatea comunicării între oricare din cele n noduri.

Fie c numărul minim de linii ce trebuie înlăturat pentru a deconecta reţeaua.

$$C(k) = 0 \text{ pentru } k = 0, 1,...,c-1.$$

Deci în (1) există doar $N-n-c+2$ termeni necunoscuţi. Calculul fiabilităţii se reduce la calculul acestor termeni. În [2] se indică o metodă de calcul al acestor termeni, de asemenea, se găsesc limite inferioare şi superioare pentru R_{sd}. Dezavantajul acestei metode este că timpul de calcul creşte foarte repede cu numărul nodurilor.

3.2. Metode bazate pe găsirea tăieturilor minimale

Un set de linii care dacă sînt înlăturate din reţea se întrerup toate căile de comunicaţie $s-d$ formează o „tăietură". În cazul în care setul de linii ce formează o tăietură se bucură de proprietatea că orice subset de linii din setul respectiv nu formează o tăietură, tăietura respectivă se numeşte tăietură minimală [3]. Fie: $C_1, C_2,...,C_T$: tăieturile minimale ale reţelei;

E_i: evenimentul că toate liniile din tăietura C_i sînt în stare de nefuncţionare;

F: evenimentul că reţeaua nu este funcţională (în cazul cînd există cel puţin două noduri din reţea ce nu pot comunica);

$$F = E_1 U E_2 U ... U E_T.$$

Calculul probabilităţii $P(F)$ este dificil deoarece tăieturile minimale ale reţelei au linii comune şi, deci, evenimentele E sînt statistic dependente.

$$P(F) = \sum_i P(E_i) - \sum_{i \neq j} \sum P(E_i \cap E_j) + \sum_{i \neq j \neq k} \sum \sum P(E_i \cap E_j \cap E_k) \ldots \pm \ldots \pm P(E_1 \cap E_2 \cap \ldots \cap E_T). \qquad (2)$$

Păstrînd doar primul termen din membrul drept al relaţiei (2) se obţine o limită superioară a probabilităţii $P(F)$, iar primii doi termeni dau o limită inferioară.

$$\sum_{i=1}^{T} p^{N_i} - \sum_{i=2}^{T} \sum_{j=1}^{i-1} p^{N_i + N_j - L_{ij}} \leqslant P(F) \leqslant \sum_{i=1}^{T} p^{N_i}.$$

unde: N_i: numărul de linii din tăietura C_i,

L_{ij}: numărul de linii comune pentru tăieturile C_i şi C_j.

Deci, problema calculului probabilităţii $P(F)$ se reduce la aflarea tăieturilor minimale ale reţelei, care de asemenea are dezavantajul că timpul de calcul creşte foarte repede cu numărul nodurilor din reţea.

3.3. Metode de calcul al fiabilității bazate pe descompunerea rețelei în subrețele

În cele ce urmează se notează starea de bună funcționare a unei linii cu 1, iar starea de nefuncționare cu 0. Starea rețelei cu N linii de comunicație va fi reprezentată de un vector $x = (x_1, x_2, ..., x_N)$ în care x_i ia valoarea 1 sau 0 în funcție de starea liniei i. Fie X mulțimea vectorilor X, care conține 2^N componente. Vectorii care corespund unei stări a rețelei care conține cel puțin o cale de comunicație între nodurile s și d se notează cu x^*.

Deoarece căderile liniilor sînt presupuse statistic independente, probabilitatea $p(x)$ a stării indicată de vectorul x este egală cu produsul probabilităților de apariție a stărilor liniilor individuale corespunzătoare stării respective.

Pentru calculul probabilității R_{sd}, rețeaua inițială se descompune în subrețele. Pentru a obține o descompunere de ordinul m, se selectează $m+1$ submulțimi disjuncte de noduri $N_0, N_1 \ldots N_m$, unde N_0 conține numai nodul s, iar N_m numai nodul d. O submulțime $N_i (i = 1, m-1)$ conține a_i noduri și acestea trebuie să formeze o tăietură minimală, adică prin înlăturarea tuturor nodurilor din N_i să se întrerupă toate căile de comunicație $s-d$ [4]. Nodurile din $N_0, N_1, \ldots, N_m$ împart rețeaua în m subrețele, subrețeaua dintre nodurile N_{i-1} și N_i notîndu-se cu i. Liniile ce unesc nodurile dintr-o submulțime N_i pot aparține unei singure subrețele.

Se consideră o descompunere de ordinul 2 a rețelei din figura 3a, așa cum este arătat în figura 3b.

$$N_0 = \{s\},\ N_1 = \{a,b\},\ N_2 = \{d\},\ a_1 = 2.$$

Fiecare vector x se poate descompune în doi subvectori x^1 și x^2 care indică starea subrețelelor 1 și 2. Fie x^1, x^2 mulțimea tuturor vectorilor x^1 respectiv x^2. Mulțimea x poate fi obținută prin concatenarea fiecărui vector din x^1 cu fiecare vector din x^2. :

Se notează

u_i — un subset al nodurilor din mulțimea $N_i \cdot u_i$ este un număr binar, ai cărui biți au valoarea 1 dacă nodurile respective fac parte din subset și 0 în caz contrar. Deci u_i ia valori de la 0 la $b_i = 2^{a_i} - 1$.

$X^i_{u_{i-1}u_i}$ — mulțimea vectorilor x^i care corespund stărilor ce conțin o cale de comunicație de la cel puțin un nod din subsetul u_{i-1} din submulțimea N_{i-1} la toate nodurile din subsetul u_i din submulțimea N_i.

X_{u_1} — mulțimea vectorilor x obținuți prin concatenarea fiecărui vector din $X^1_{u_0u_1}$ cu fiecare vector din X^2.

A — mulțimea vectorilor x^* din X.

A_{u_1} — mulțimea vectorilor x^* din Xu_1.

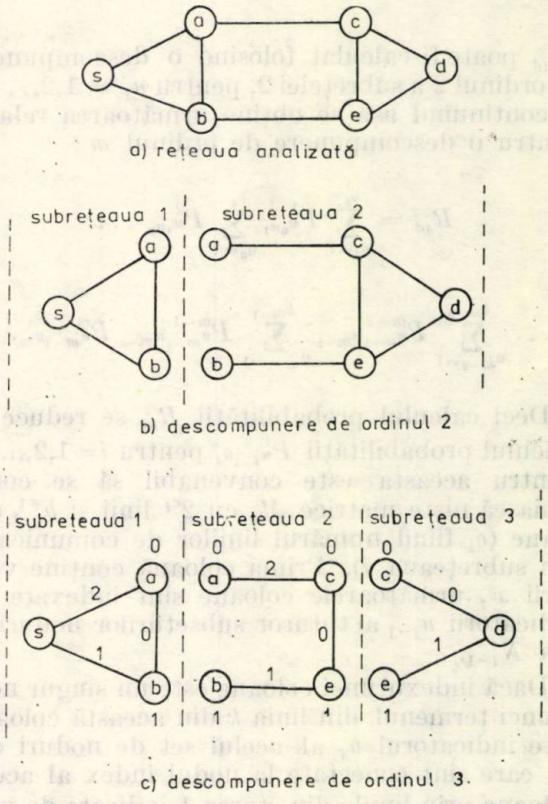


Fig. 3. Exemplu de descompunere a unei rețele.

Rezultă :

$$A = \sum_{u_1=1}^{b_1} A_{u_1}.$$

$$R_{sd} = P(A) = \sum_{u_1=1}^{b_1} P(A_{u_1}). \qquad (3)$$

Impunînd restricția ca submulțimile N_i să conțină cel mult două noduri, rezultă că fiecare vector x^* din A are o parte x^{1*} în $X^1_{u_0u_1}$ și o parte x^{2*} în $X^2_{u_1u_2}$.

Deci :

$$P(A_{u_1}) = P(X^1_{u_0u_1})P(X^2_{u_1u_2}) = P^1_{u_0u_1}P^2_{u_1u_2},$$

unde $P^i_{u_{i-1}u_i}$ este probabilitatea că există o cale de comunicație de la cel puțin un nod din u_{i-1} la toate nodurile u_i.

$$R_{sd} = \sum_{u_1=1}^{b_1} P^1_{u_0u_1}P^2_{u_1u_2}, \qquad (4)$$

$P^2_{u_1u_2}$ reprezintă de fapt probabilitatea că există o cale de comunicație în subrețeaua 2 între nodurile u_1 și d, unde nodurile u_1 sînt tratate

ca un singur nod. Notînd această probabilitate cu $R^2_{u_1 d}$, relația (4) devine:

$$R_{sd} = \sum_{u_1=1}^{b_1} P^1_{u_0 u_1} P^2_{u_1 d}. \qquad (5)$$

$R_{u_1 d}$ poate fi calculat folosind o descompunere de ordinul 2 a subrețelei 2, pentru $u_1 = 1,2,\ldots b_1$ și continuînd așa se obține următoarea relație pentru o descompunere de ordinul m:

$$R_{sd} = \sum_{u_1=1}^{b_1} P^1_{u_0 u_1} \sum_{u_2=1}^{b_2} P^2_{u_1 u_2} \ldots$$

$$\ldots \sum_{u_{m-2}=1}^{b_{m-2}} P^{m-2}_{u_{m-3} u_{m-2}} \sum_{u_{m-1}=1}^{b_{m-1}} P^{m-1}_{u_{m-2} u_{m-1}} P^m_{u_{m-1} u_m}. \qquad (6)$$

Deci calculul probabilității R_{sd} se reduce la calculul probabilității $P^i_{u_{i-1} u_i}$ pentru $i=1,2,\ldots m$. Pentru aceasta este convenabil să se construiască niște matrice M_i cu 2^{c_i} linii și b^{+1}_{i-1} coloane (c_i fiind numărul liniilor de comunicație din subrețeaua i). Prima coloană conține vectorii x^i, următoarele coloane sînt indexate cu indicatorii u_{i-1} ai tuturor subseturilor nodurilor din N_{i-1}.

Dacă indexul unei coloane este un singur nod, atunci termenul din linia k din această coloană este indicatorul u_i al acelui set de noduri din N_i care sînt conectate la nodul index al acelei coloane prin liniile din starea 1 indicate de vectorul x^i de pe linia respectivă.

Dacă indexul unei coloane j constă din mai multe noduri, elementele coloanei j sînt obținute prin efectuarea operației SAU între elementele coloanelor ce au ca index nodurile ce constituie indexul coloanei j.

Folosind matricele M_i se pot afla mulțimile $X^i_{u_{i-1} u_i}$, $u_i = 1,2,\ldots, b_i$, prin gruparea tuturor vectorilor x^i cu aceeași intrare în coloana u_i.

Mai jos se dau matricele M_1, M_2, M_3 și mulțimile $X^1_{u_0 u_1}$, $X^2_{u_1 u_2}$, $X^3_{u_2 u_3}$ pentru descompunerea de ordinul 3 din figura 3c. Cunoscînd mulțimile $X^i_{u_{i-1} u_i}$ se deduc probabilitățile $P^i_{u_{i-1} u_i}$ care introduse în relația (6) dau probabilitatea R_{sd}.

M_1

X^1 \ u_0	1
	s
000	00
001	00
010	10
011	11
100	01
101	11
110	11
111	11

$X^1_{u_0 u_1}$

u_0 \ u_1	1	2	3
1	100	010	011 101 110 111

M_2

X^2 \ u_1	1	2	3
	a	b	a,b
000	00	00	00
001	00	00	00
010	00	10	10
011	00	11	11
100	01	00	01
101	11	00	11
110	01	10	11
111	11	11	11

$X^2_{u_1 u_2}$

u_1 \ u_2	1	2	3
2		010 110	110 111
1	100 110		101 111
3	100	010	101 110 111 011

M_3

X^3 \ u_2	1	2	3
	c	e	c,e
00	0	0	0
01	1	0	1
10	0	1	1
11	1	1	1

u_2	$X^3_{u_2 u_3}$
1	01 11
2	10 11
3	01 10 11

3. Concluzii

În această lucrare s-a arătat că fiabilitatea unei rețele de comunicații pentru calculatoare depinde atît de fiabilitatea elementelor componente cît și de configurația topologică. Se prezintă mai multe metode de estimare a probabilității de discontinuitate, dintre care mai avantajoasă, fiind metoda bazată pe descompunerea rețelei în subrețele.

Bibliografie

[1] *Davies, D.W., Barber, D. L.*, Communication networks for computers, J. Wiley and Sons., Ltd., 1973.

[2] *Slyke, R.V., Frrank, H.*, Network reliability analysis: Part I. Networks, 1, 1972, p. 279—290.

[3] *Cavers, J. K.*, Cutset manipulations for communication network reliability estimation. In: IEEE Trans. on communications, iunie, 1975.

[4] *Sparatos, N., Bowen, A.* A Fast algorithm for reliability calculations in sparse networks, 7, 1977, p. 227—246.

[5] *Aggarval, K.K., Rai, S.*, Reliability evaluation in computer communication networks: In: IEEE Transactions on Reliability, vol. **R—30**, nr. 1, aprilie 1981, p. 32—35.

CZ 621.316

Convertizoare de înaltă frecvență 10—25 kHz 50 kW cu tiristoare pentru încălzirea prin inducție în exploatare industrială

DUMITRU NICOLAE LUDU* — BUCUREȘTI

Introducere

Datorită îmbunătățirii continue a performanțelor dinamice ale tiristoarelor rapide ca și datorită dezvoltării circuitelor integrate cu imunitate înaltă la perturbații a fost posibilă introducerea pe scară tot mai largă a convertizoarelor de înaltă frecvență cu tiristoare pentru încălzirea prin inducție a metalelor. Astfel odată cu scăderea timpului de stingere a tiristoarelor rapide și creșterea pantelor du/dt, di/dt a crescut corespunzător frecvența maximă de lucru a invertoarelor. În prezent sînt disponibile tiristoare mari avînd timp de stingere sub 10 microsecunde (5 microsecunde pentru tiristoarele cu electrod suplimentar de comandă pentru accelerarea stingerii). Cu astfel de tiristoare în scheme de invertoare din cele mai simple se obțin puteri de 700...1 000 kW la frecvențe de 8 000...10 000 Hz.

Cu scheme de invertoare mai sofisticate se pot obține frecvențe de pînă la 100 000 Hz.

Se poate astfel asigura aproape tot necesarul de surse de putere de înaltă frecvență pentru utilizările din industria constructoare de mașini (încălziri de metale prin inducție, inclusiv căliri superficiale).

În raport cu generatoarele rotative clasice de medie frecvență (pînă la circa 10 000 Hz) convertizoarele cu tiristoare s-au impus datorită următoarelor avantaje:

— randament mai bun;
— întreținere mult redusă;
— funcționare silențioasă;
— gabarit și greutate reduse;
— amplasare mai comodă pe poziție;
— adaptare comodă la factorul de putere al sarcinii prin reglaj continuu de frecvență;
— posibilitatea realizării tehnologice simple a unei serii unitare de frecvențe și puteri;
— prin utilizarea microprocesorului se pot obține regimuri optime de injecție a puterii în materialul de încălzit în funcție de necesitățile tehnologice.

În domeniul de frecvență de 10 000... 100 000 Hz convertizoarele de frecvență cu tiristoare concurează cu succes și generatoarele cu tuburi electronice datorită randamentului superior și lipsei uzurii la tiristoare (tuburile electronice trebuie înlocuite periodic datorită uzurii). Generatoarele cu tuburi electronice au și dezavantajul scăderii în timp a puterii din cauza uzurii tuburilor eletronice.

În banda de frecvență 100 000...500 000Hz tuburile electronice au început, de asemenea, să fie concurate de tranzistorul de putere MOSFET, care are timpi de comutare mai mici și este comandat în tensiune. Legarea în paralel a unui număr mare de tranzistoare de putere MOSFET nu ridică probleme de echilibrare a curenților drenă-sursă [5].

2. Invertor alimentat cu curent constant și compensare a sarcinii în paralel

Este cel mai utilizat invertor în prezent. Cu el se pot obține la puteri de aproape 1 000 kW, frecvențe care pot chiar depăși 10 000 Hz (prin legarea în paralel a mai multor tiristoare ultrarapide pe un braț al punții). Puteri și mai mari se obțin prin funcționarea sincronă în paralel a mai multor invertoare pe aceeași sarcină.

Funcționarea în regim permanent a schemei de principiu se poate înțelege cu ajutorul formelor de undă din figura 1 [23].

Invertorul se numește alimentat cu curent constant deoarece L_f este suficient de mare încît i_d să fie filtrat. Se află în conducție alternativ tiristoarele T1-T3 respectiv T2-T4. Pentru a se asigura stingerea tiristoarelor este necesar ca timpul de comutare inversă t_c să fie mai mare decît timpul de stingere a tiristoarelor. Această condiție este asigurată dacă frecvența f la ieșirea invertorului este menținută mai mare decît frecvența proprie f_p a circuitului de sarcină RLC (de regulă $f_p/f = 0{,}7...0{,}9$).

Cu notațiile din figura 1 puterea invertorului se poate estima cu formula:

$$P = \frac{U_d^2}{2\,Re[\underline{Z}]} \cdot \frac{\pi^2}{\cos \omega t_c + \cos(\omega t_c + \gamma)},$$

$Re[\underline{Z}]$ fiind partea reală a impedanței complexe a circuitului oscilant RLC al sarcinii.

Se observă că P este proporțional cu U_d^2, încît reglajul puterii se va face, deci, reglînd U_d cu ajutorul redresorului comandat care alimentează invertorul. Reglajul puterii prin varierea frecvenței invertorului este limitată. De altfel, redresorul comandat de alimentare este oricum util pentru eliminarea scurtcircuitelor pe sar-

* Institutul politehnic — București.

cina *RLC*, prin trecerea în regim de invertor, evitîndu-se astfel topirea siguranţelor ultrarapide de protecţie. Trecerea în regim de invertor a redresorului este utilizată şi la oprirea invertorului.

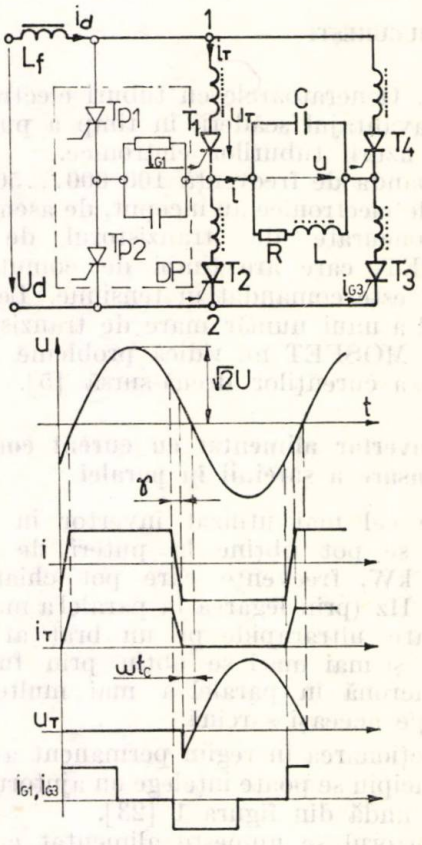


Fig. 1 Invertorul alimentat cu curent constant şi compensarea sarcinii în paralel; schema de principiu a părţii de forţă şi formele de undă.

Ultima formă de undă din figura 1 este impulsul de comandă pe grilă pentru cazul cînd se utilizează tiristoare cu stingere asistată pe grilă GATT (Gate-Assisted Turn-off Thyristor) ca de exemplu tiristorul T 178 S — AEG.

Pornirea invertorului se face cu ajutorul dispozitivului de pornire DP, succesiunea de comandă a tiristoarelor făcîndu-se în trei etape:

a) se comandă tiristoarele T1 şi T*p*2 pentru iniţializarea curentului continuu i_d în L_f;

b) se comandă alternativ tiristoarele T*p*1 — T3 respectiv T*p*2 — T4 pentru iniţializarea cîtorva oscilaţii în circuitul oscilant *RLC* al sarcinii;

c) se comandă alternativ tiristoarele T1 — T3, respectiv T2 — T4; invertorul este pornit.

3. Realizări practice

Lucrările complexe de cercetare-proiectare-experimentare ale autorului prezentei lucrări au condus la următoarele realizări.

Lucrările de execuţie au fost asigurate în atelierul de autoutilare al întreprinderii Electroaparataj în calitate de beneficiar al lucrărilor de cercetare pe bază de contracte.

Utilizînd invertorul descris la pct. 1 a fost realizat un convertizor de frecvenţă de 40 kW 2 000...3 000 Hz. În figura 2 se vede oscilograma tensiunii la intrarea invertorului şi a

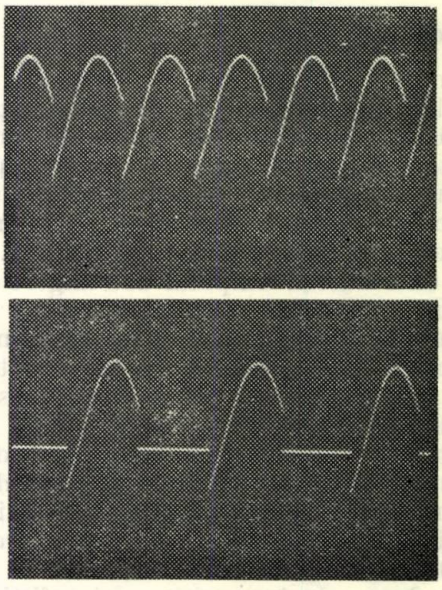


Fig. 2. Oscilograma tensiunii la bornele 1—2 ale invertorului (sus) şi a tensiunii pe tiristor u_T (jos) (scări: 200 V/div, 0,1 ms/div).

tensiunii pe tiristor. Acest convertizor de frecvenţă a fost introdus în exploatare în anul 1978, echipînd o maşină de sudare prin inducţie. Ulterior i-a fost mărită frecvenţa de funcţionare la 7 000...10 000 Hz din cauza unor necesităţi tehnologice.

În anul 1982 a fost introdus în exploatare un convertizor de 50 kW 25 kHz (fig. 3), iar ulterior un al doilea de 50 kW, 20 kHz (fig. 4). În prezent se află în exploatare la întreprinderea Electroaparataj trei maşini de sudare prin inducţie echipate cu convertizoare de înaltă frecvenţă cu tiristoare. Se află în stadiu final de execuţie o a patra maşină de 80 kW 10 000 Hz pentru sudarea pieselor mari şi un convertizor de 10 kW 20 kHz pentru alimentarea unei linii de spălare cu ultrasunete a reperelor metalice. Schema-bloc a unui convertizor ca cele realizate este dată în figura 5.

Redresorul de alimentare *R* este comandabil pentru a asigura reglajul puterii în sarcină şi protecţia convertizorului. Invertorul INV este de tipul „cu timp de stingere distribuit" (Time Sharing Inverter), adică timpul de aplicare a tensiunii inverse pe tiristoare se eşalonează pe durata cîtorva semiperioade a tensiunii de ieşire; frecvenţa de comandă a tiristoarelor este submultiplu al frecvenţei de ieşire. Au fost utilizate tiristoare rapide T 290 F—IPRS şi bobine de frecvenţă pe miez de ferită.

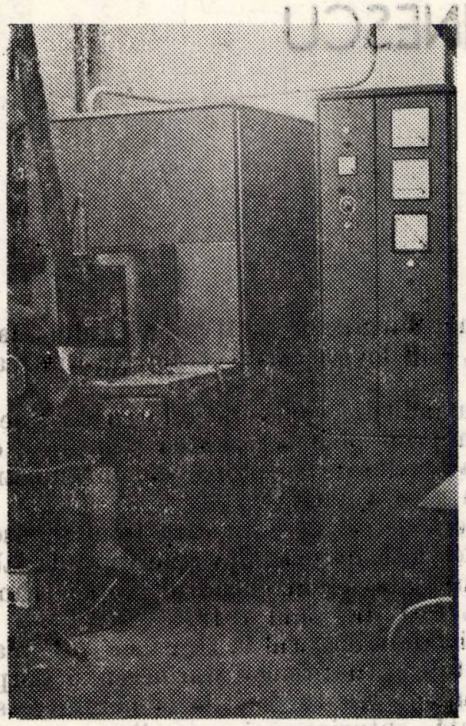


Fig. 3. Mașină de sudat cu convertizor de frecvență 25 kHz 50 kW.

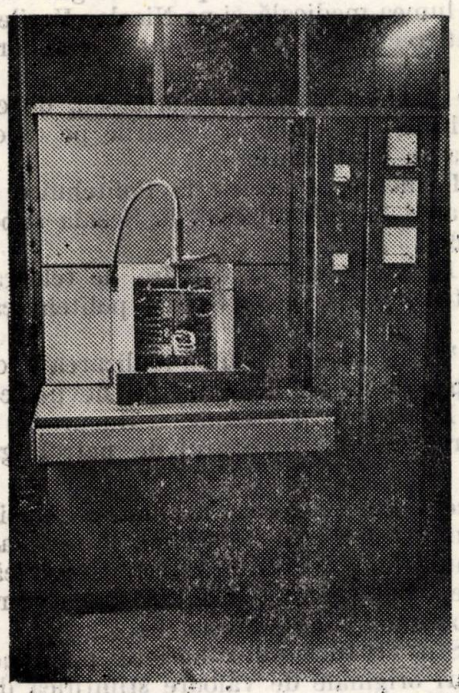


Fig. 4. Mașină de sudat cu convertizor de frecvență 20 kHz 50 kW.

Blocul de comandă, protecție și semnalizare BCPS a fost realizat, în parte, cu componente discrete, în parte cu componente integrate, dar numai indigene.

Bateria de condensatoare C asigură compensarea factorului de putere inductiv al sarcinii.

Transformatorul de adaptare TR este necesar pentru a asigura adaptarea impedanței inductorului la tensiunea de ieșire a invertorului. El a fost realizat pe miez de ferită, răcire cu apă pe primar și secundar.

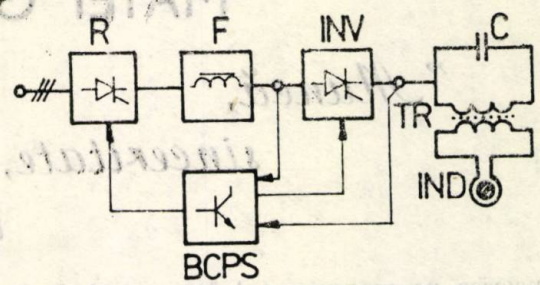


Fig. 5. Schema-bloc a convertizorului de frecvență: R — redresor, F — filtru, INV — invertor; C — baterie de condensatoare de înaltă frecvență, TR — transformator de adaptare cu ferită, IND — inductor, $BCPS$ — bloc de comandă protecție și semnalizare.

În cazul scurtcircuitării inductorului (destul de frecvent în exploatare) este asigurată protecți e electronică ultrarapidă care evită topirea siguranțelor fuzibile ultrarapide. Deranjamentul se elimină prin simpla apăsare a butonului de armare.

Mașinile de sudare realizate sînt prevăzute cu dispozitive electropneumatice necesare fixării pieselor de sudat în inductor. Cu toate acestea inductorul fiind neizolat scurtcircuitele sînt foarte frecvente.

4. Concluzii

Mașinile de sudat prin inducție realizate în beneficiul întreprinderii „Electroaparataj"-București înlocuiesc cu succes utilaje similare care trebuiau importate. Sînt utilizate la sudarea prin inducție a pastilelor de argint pe contactele din cupru sau alamă ale aparatelor de comutație de joasă tensiune din programul de fabricație al întreprinderii Electroaparataj. Reglajul de putere, precum și circuitele de protecție împotriva funcționării în afara frecvenței de rezonanță a asigurat în decursul anilor de exploatare regimuri de funcționare optime cu consum minim de energie din rețea. La aceasta s-au mai adăugat toate avantajele convertizoarelor statice de frecvență enunțate.

Bibliografie

[1] *Hortopan, Gh.* Aparate electrice, ediția III, București Ed. didactică și pedagogică 1980.

[2] *Ludu, Nicolae.* Basic operating characteristics of a high frequency inverter, IEEET Transactions on Industry Applications, vol. **I.A.** — 14 May/June 1978, p. 264—269.

[3] *Ludu, Nicolae.* Contribuții privind unele regimuri tranzitorii în mutatoare, Referat II Teză de doctorat, București, 1976.

[4] *Ludu, Nicolae, Iordache, M.* Calculul convertizorului static de frecvență de 500 Hz asistat de calculatorul numeric. În: EEA-Electrotehnica, nov. 1977, p. 326—330.

[5] *Cocconi, A., Cuk, S.* Design of a 2 kW, 100 kHz Switching Regulator for Space Shuttle" Power Conversion Conference, Geneva, 1982.

[6] *Revankar, G. N.* Voltage-Fed High Frequency Bridge Inverter Circuit, IEEE Trans. on IECI, **vol. IECI—21**, nr. 4 nov. 1974.

MATEI G. MARINESCU

„Muncă,

sinceritate,

tăcere"

înscrise pe monumentul funerar al doctorului Gheorghe Marinescu, tatăl profesorului Matei G. Marinescu, plecat dintre noi în ziua de 28 august 1983, este deviza care a caracterizat întreaga viață a marelui dispărut.

Profesorul Matei Marinescu a trăit muncind cu îndîrjire, pînă la uitarea de sine, a trăit și a muncit cu sinceritate și demnitate, situînd în prim plan activitatea științifică, cea mai mare parte a vieții petrecînd-o în tăcerea laboratoarelor de cercetare, sau în ambianța sălilor de curs a institutelor de învățămînt superior, în care a activat.

Amintirea profesorului, care va rămîne în mințile noastre, ale celor care l-au cunoscut este nedespărțită de prezența cărților și manuscriselor deschise, de prezența aparaturii de laborator, de cercetare, de activitatea efervescentă pînă de acum cîteva luni, în cadrul secției tehnice a Academiei R.S.R., al cărei membru corespondent a fost din anul 1948.

În cuvîntarea de adio, rostită din partea Academiei de profesorul P. Dima s-a subliniat: „Putem spune că dispărutul completează cu onoare unitatea științificilor Marinescu și Carpen și ne apare ca un element deosebit, conștient de datoria ce i-a revenit de la înaintași săi, datorie pe care a împlinit-o permanent, cu perseverență, entuziasm și succes".

Istoria științei românești și mondiale a așezat la locuri de onoare pe Gheorghe Marinescu — tatăl lui Matei Marinescu — somitate mondială în lumea medicală, și pe Nicolae Vasilescu Carpen — fratele mamei lui Matei Marinescu — savant recunoscut în lumea fizicienilor și a electricienilor.

Pe plan științific, alături de aceștia, se găsește profesorul Matei Marinescu, de care familia electricienilor români se desparte cu durere. Multe din ideile și lucrările pe care le moștenim de la dînsul sînt roditoare și se vor dezvolta în continuare.

Născut în București la 1 aprilie 1903, Matei Marinescu se înscrie la Politehnica din București (1922—1926), devine inginer electromecanic și apoi se specializează la Școala superioară de poștă, telegraf și telefon din Paris (1926—1928).

Reîncepe imediat activitatea în țară, fiind în 1929 asistent la catedra de telegrafie și telefonie și la laboratorul de telecomunicații și electroacustică de la Școala politehnică—București.

În anul 1940 primește premiul „Gheorghe Lazăr" al Academiei pentru realizarea microdifuzoarelor. În 1942 cu lucrarea „Reacția în contratimp" obține titlul de doctor, devine conferențiar și apoi profesor titular și șef de catedră la Institutul politehnic — București, iar între 1959—1968 funcționează ca profesor de electricitate la Institutul de petrol, gaze și geologie.

În perioada 1926—1929 participă la lucrările centralei telefonice automate „Dacia", din București și apoi la recondiționarea cablului telefonic Constanța—Istambul, la instalarea de filtre pentru combaterea perturbațiilor. A condus mult timp secția de electroenergetică a fostului Institut de energetică al Academiei R.S.R. și a depus o activitate fructuoasă de cercetare în Institutul de cercetare pentru industria electrotehnică — București.

Este ales membru corespondent al Academiei R.S.R. (1948), unde a activat permanent în secția de științe tehnice, prezentînd numeroase lucrări originale de valoare științifică deosebită. A realizat microfoane cu cărbune de tip microcelular și amplificatoare telefonice cu reacție de joasă frecvență, a cercetat fenomenul de histerezis electromecanic, aplicînd rezultatele obținute la un nou tip de motor electric, apoi a aplicat motoare liniare de tip parametri- la compensatoarele pentru frigidere, a teoretizat (cu M.V. Popov) analiza fenomenelor parametrice în electrotehnică, stabilind o nouă metodă pentru analiza parametrică, a constribuit la dezvoltarea motorului Boucherot și a propus o nouă metodă de calcul al difuzoarelor de tip dinamic, cu radiație directă.

În electrochimie s-a ocupat de domeniul pilelor de combustie, domeniu foarte actual în contextul eforturilor de cercetare pentru valorificarea unor noi surse de energie și a realizat noi tehnologii de electrozi.

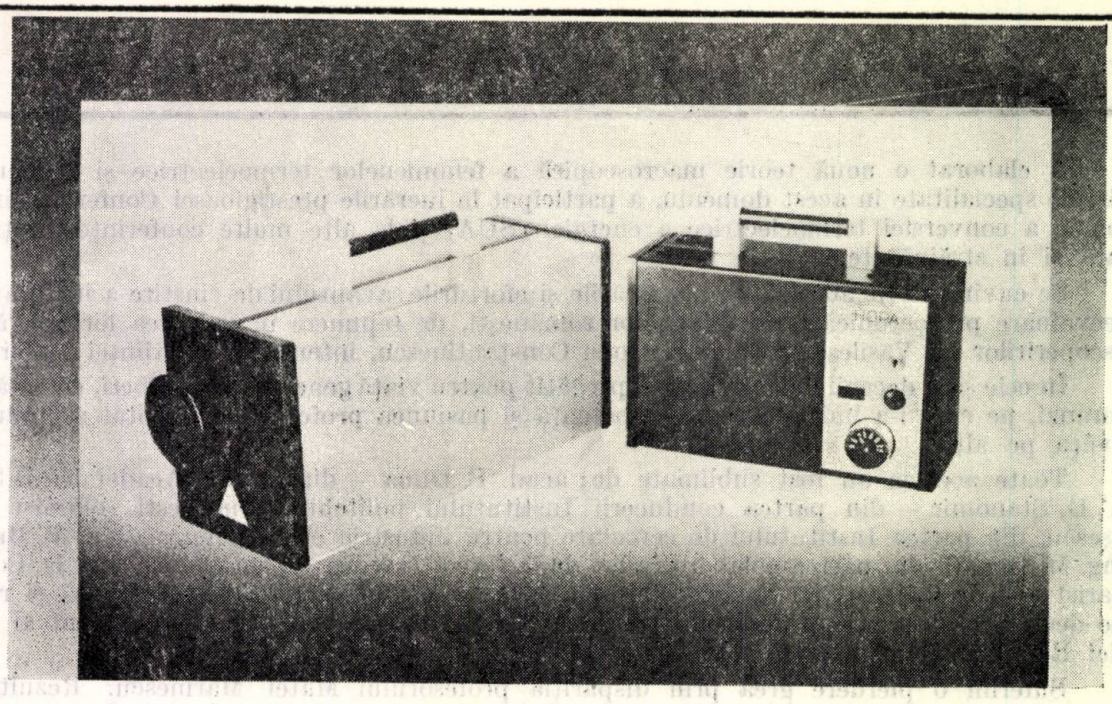
A elaborat o nouă teorie macroscopică a fenomenelor termoelectrice și numeroase lucrări de specialitate în acest domeniu, a participat la lucrările prestigioasei Conferințe internaționale a conversiei termoelectrice a energiei (SUA) și la alte multe conferințe științifice, în țară și în străinătate.

Se cuvine să fie adăugate preocupările și eforturile savantului de cinstire a înaintașilor, de reevaluare protocronică a contribuțiilor românești, de repunere în valoarea lor adevărată a descoperirilor lui Vasilescu Carpen și Gogu Constantinescu, întemeietorul științei sonicității.

În cele șase decenii de activitate a pregătit pentru viață generații de ingineri, cercetători, doctoranzi, pe care i-a îndrumat cu competența și pasiunea profesorului devotat scopului de a învăța pe alții.

Toate acestea au fost subliniate de: acad. P. Dima — din partea Academiei R.S.R., conf. D. Stanomir — din partea conducerii Institutului politehnic București, chimist Gh. Bălășescu, din partea Institutului de cercetare pentru industria electrotehnică, ing. V. Bunea, dr. ing. M. Dogaru din partea colaboratorilor de la fostul Institut de energetică, ing. D. Cocora — ziarist — și de alții, care au omagiat personalitatea științifică, activitatea neobosită și rezultatele deosebite ale vieții profesorului dr. ing. Matei Marinescu, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România.

Suferim o pierdere grea prin dispariția profesorului Matei Marinescu. Rezultatele muncii sale, exemplu de devotament, ca și amintirea sa rămîn înscrise în inimile noastre cu literele omeniei românești, ale devotamentului față de știință, distincției și demnității unei personalități adevărate, respectului și dragostei față de predecesori și contemporani, față de țară și viitorul ei.

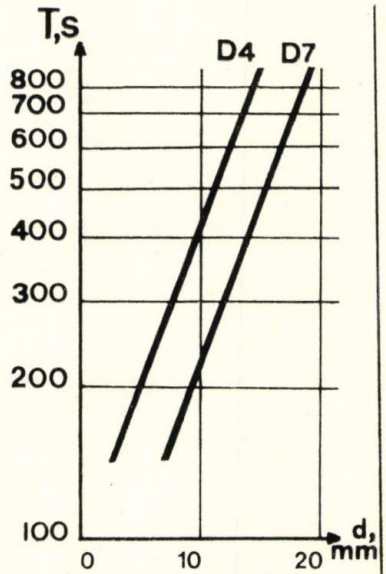


NORA

este unul din aparatele cu raze X din cele mai compacte pentru controlul nedistructiv al materialelor în laboratoare şi ateliere, în condiţii dure de şantier şi în locurile dificile de acces:

- oleo- şi gazoducte ;
- cazane de înaltă presiune ;
- carcase navale ;
- piloane pentru linii de transport energie electrică ;
- schimbătoare de căldură la centralele nucleare.

Dar cîmpul de aplicare a noului apart cu raze X nu se limitează la exemplele citate. Dumneavoastră îi puteţi găsi alte întrebuinţări după ce veţi studia posibilităţile şi avantajele sale.



Curbele de grosime a oţelului controlat cu raze X în funcţie de timpul de expunere (T) la distanţa focală de 300 mm. Filmul folosit : D4, D7.

Principalele caracteristici tehnice :

Energia de radiaţie eficace, keV	160
Diametrul petei focale, mm	3
Gosimea oţelului controlat cu raze X, mm	20
Sensibilitatea diferenţială a radiogramelor	1,5
Dimnesiuni de gabarit, mm :	
modulul cu raze X	170 × 250 × 490
pupitrul de comandă, mm	170 × 260 × 350
Masa, kg :	
modulul cu raze X :	8,5
pupitrul de comandă :	9,5

32/34, Bd. Smolenskaya-Sennaya
121200 Moscova, URSS
Telefon : 244-32-85
Telex 411328 TSE SU

Exportator :

Techsnabexport
USSR MOSCOW

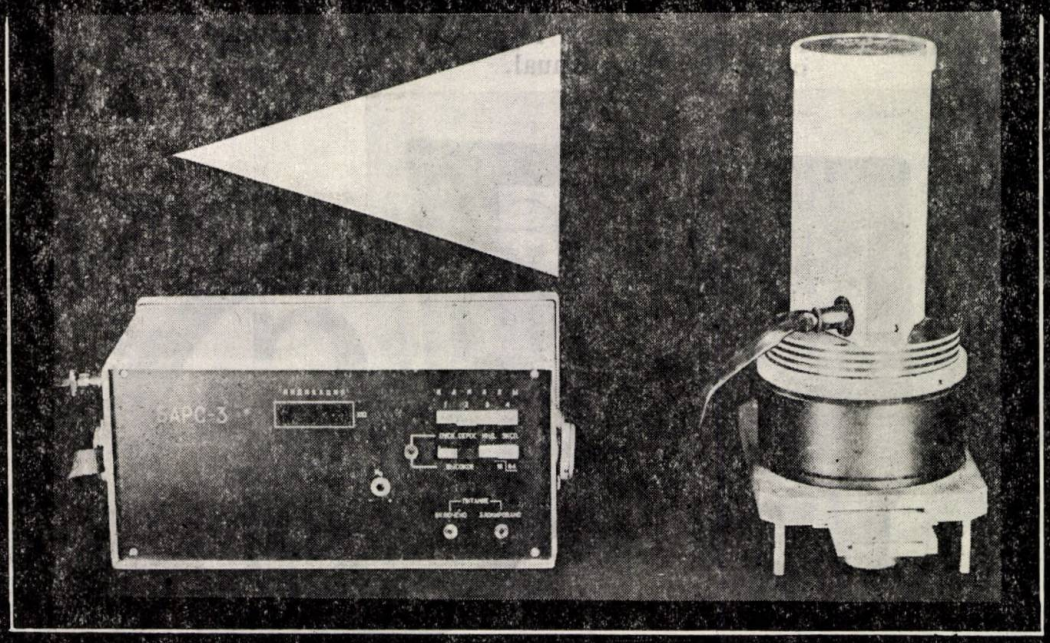
PUBLICOM

Analiză rapidă in situ cu ajutorul unui nou aparat

BARS—3

BARS—3 analizor fără cristal cu raze X, portabil, destinat efectuării unei analize cantitative complexe rapide a compoziției chimice a diferitelor materiale.

BARS—3 se poate utiliza în geologie pentru analiza rocilor direct în terenul unde se efectuează prospecțiunea geologică; în siderurgie și metalurgia metalelor neferoase pentru analiza compoziției aliajelor, controlul și rebutarea diverselor materiale stocate într-un depozit.



Înaltă sensibilitate de prag, gamă largă a elementelor analizate, fiabilitate și purtabilitate sînt avantaje ale noului aparat BARS—3

Caracteristici tehnice principale:

Gama de elemente analizate:	
seria K	de la Ca la Mo
seria L	de la Ta la U
Sensibilitate de prag, %	pînă la 0,05
Concentrația elementelor analizate	pînă la 100
Durata unei analize, min	de la 1 la 4
Reproducerea rezultatelor analizei (erorile de bază datorate instrumentului, %)	0,8
Tensiunea de alimentare, V:	
sector alternativ de 50/60 Hz	220 ± 22
sursă de curent continuu	18 ± 2
Puterea absorbită, VA:	
la pornirea de la sursa de c.c	25
la pornirea de la sectorul alternativ	60
Dimensiuni de gabarit, mm	
ale captatorului	316 × 156 × 156
ale pupitrului de comandă	360 × 160 × 190
Masa aparatului, kg	13

În anul 1982, la Tîrgul Internațional de la Plovdiv, aparatul a fost distins cu Medalia de Aur.

EXPORTATOR:

Techsnabexport
USSR MOSCOW

32/34 Bd. Smolenskaya—Sennaya; 121200
Moscova, U.R.S.S.; Telefon: 244—32—85;
Telex: 411328 TSE SU

PUBLICOM

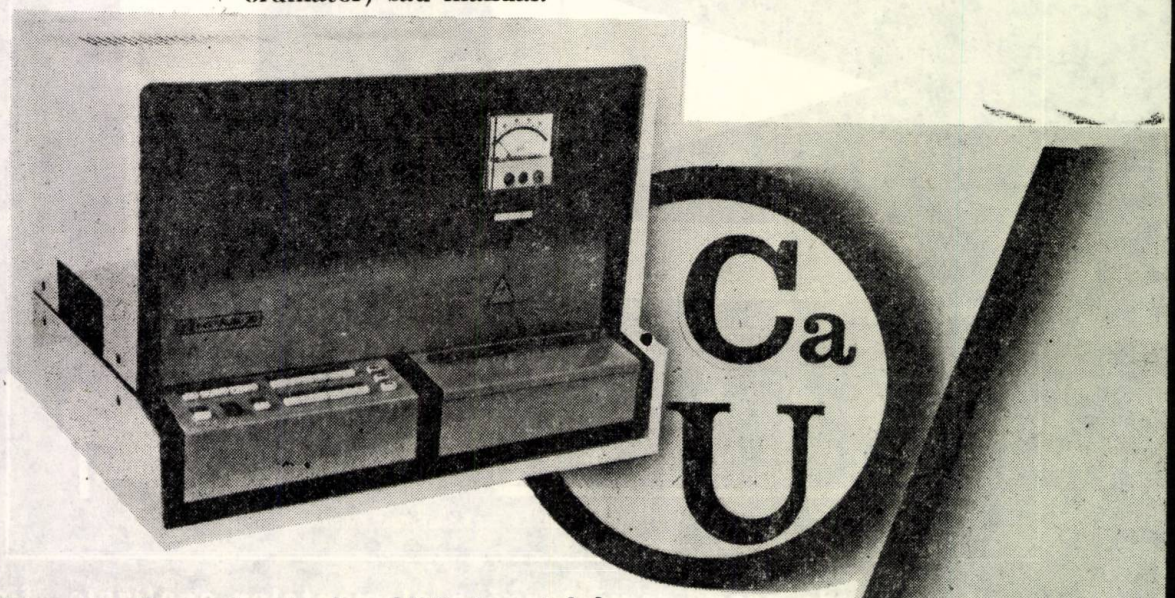
KRAB-3:

aparat de masă avînd posibilităţile unui instrument staţionar

KRAB-3 Analizor cu raze X fără cristal, cu 6 canale, pentru analiza rapidă, prin metoda spectrometriei cu raze X, a unei concentraţii de şase elemente din clasificarea periodică a elementelor a lui Mendeleev, de la CALCIU la URANIU, în eşantionare de diverse materiale.

KRAB-3 se poate utiliza în metalurgia metalelor neferoase şi în siderurgie, industriile minieră, chimică şi în alte ramuri industriale.

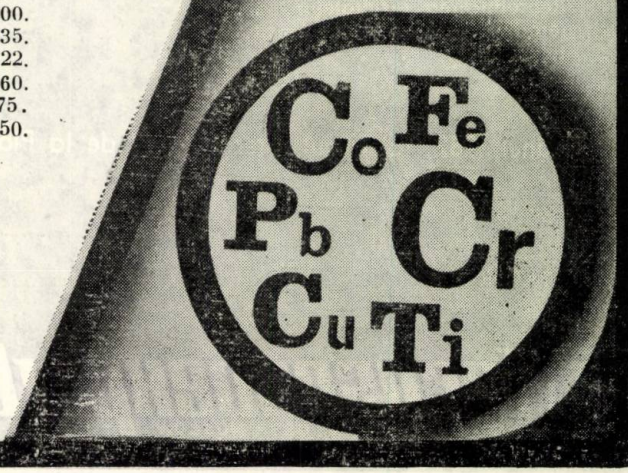
KRAB-3 poate funcţiona în regim automat (comandat prin ordinator) sau manual.



Dimensiunile, puterea absorbită şi preţul de cost reduse sînt atuuri majore ale analizorului KRAB-3 care-l disting avantajos de instrumentele de uzaj analog.

Caracteristici tehnice principale:

Sensibilitate de prag, % (în funcţie de produsul analizat)	0,08 la 0,003
Eroarea de bază datorată instrumentului, %	0,5.
Durata analizei a şase elemente, s	100—200.
Tensiunea maximă la bornele tubului de raze X, kV	35.
Tensiunea de alimentare, V	220±22.
Frecvenţa, Hz	50—60.
Dimensiuni de gabarit, mm	600×400×375.
Masa, kg	50.



EXPORTATOR:

Techsnabexport
USSR MOSCOW

32/34 Bd. Smolenskaya—Sennaya; 121200
Moscova, U.R.S.S.; Telefon: 244—32—85;
Telex: 411328 TSE SU

PUBLICOM

robotron

Consultarea rapidă a specialiștilor, mai ales cu A 5120, conține ceea ce este prevăzut. De exemplu, în comerț (prelucrarea comenzii, dispoziția mărfii, facturarea și livrarea), în industrie (forța de muncă și calcularea salariilor, intrarea și ieșirea mărfii, întocmirea și urmărirea comenzii și a facturii), în centre de calcul (date generale), în transport (prelucrarea informațiilor, întocmirea KFZ) și în finanțe. Dar aceasta nu reprezintă totul. Computerul de birou A 5120 funcționează pentru telecomunicații ca terminal. Se compune dintr-un monitor, și conține alternativ o unitate de dischete sau o casetă de bandă magnetică. Acest computer de birou devine și mai eficient prin cuplarea butonului și a casetei cu disc sau a casetei magnetice. Datele indicate se pot vedea sau pe monitorul periferic, sau direct pe un calculator central. În plus, prin conceptul tabloului de comandă, calculatorul A 5120 este deosebit de util pentru cuprinderea datelor de ansamblu.

Flexibilitatea specializării în mai multe birouri

Programele întocmite sau sistemele complete de programare vă vor indica zilnic cît de rapid se pot obține informațiile de birou.

Rezervați-vă un loc pentru calculatorul nostru de birou

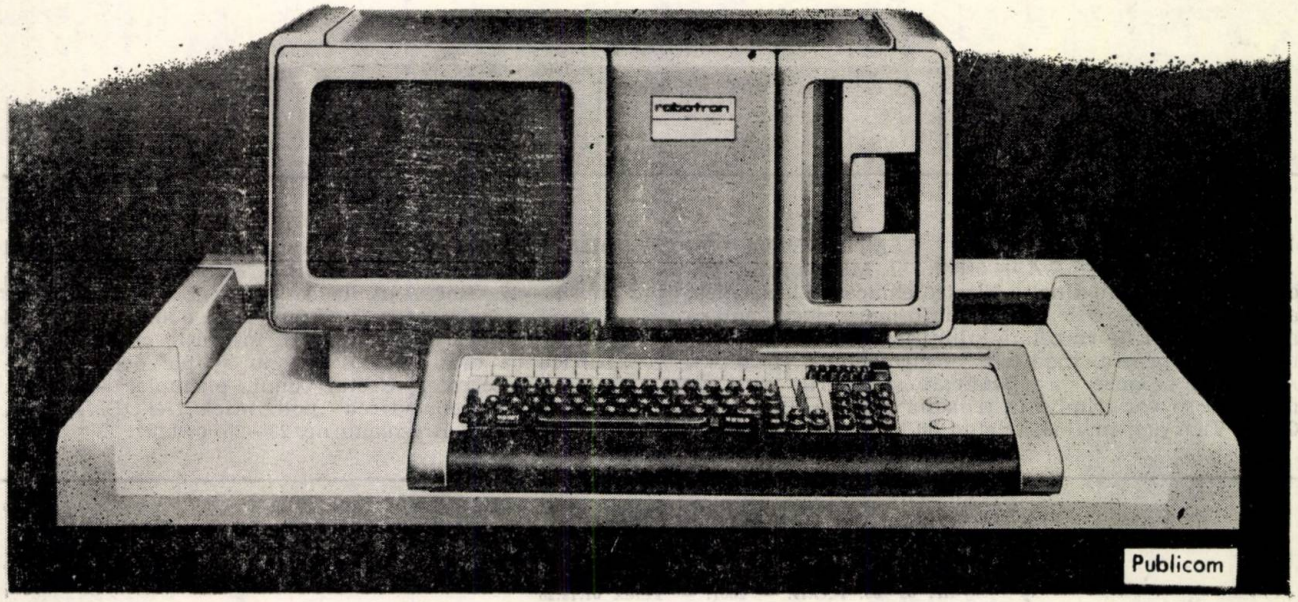
A 5120

Vă rugăm să ne vizitați cu prilejul expoziției de specialitate „Tehnica datelor din R.D.G." care are loc între 7 — 11 noiembrie 1983, la Casa tineretului-Timișoara.

robotron

EXPORT—IMPORT

Întreprinderea de comerț exterior din Republica Democrată Germană, 1080 Berlin, Friedrichstrasse 61.



Revista „*ELECTROTEHNICA. ELECTRONICA Şl AUTOMATICA*“ *(E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei de Maşini-Unelte, Electrotehnică şi Electronică, apare în cadrul Oficiului de informare documentară al Institutului de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică *(I.C.P.E.)*. Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 şi 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3017.7.02.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii ca şi pentru particulari este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *INFORMAŢIA*“, Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25. c. 1384.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA şi AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

1984 MAR 15

E 20401
66 11
R
Elektrotechn.

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 31 • NR. 7 • OCTOMBRIE 1983

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 31 Nr. 7 Octombrie 1983

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.3.045:621.318.423

MAŞINA SINCRONĂ CU POLI ÎNECAŢI
CALCULUL PARAMETRILOR ELECTRICI

Nicolaide, A.: **Calculul reactanţei de scăpări a înfăşurării de excitaţie a maşinii sincrone cu poli înecaţi.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 7, oct 1983, p. 251

Se stabilesc expresii de calcul pentru parametrii electrici ai înfăşurării de excitaţie a maşinii sincrone cu poli înecaţi, obţinînd pentru proiectare rezultate utile care nu erau cunoscute în literatură.

CZ 621.314.25:62/3.027.2

TRANSFORMATOARE TRIFAZICE USCATE
JOASĂ TENSIUNE
PERFORMANŢE

Mereanu, A. ş.a.: **Serie unitară de transformatoare trifazate uscate de puteri 1...315 kVA şi tensiuni pînă la 1 000 V.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 7, oct 1983, p. 259

Lucrarea cuprinde criteriile şi considerentele care au stat la baza proiectării şi realizării seriei unitare de transformatoare trifazate uscate de joasă tensiune, precum şi a seriilor derivate. Proiectarea fiecărei tipodimensiuni a fost realizată în baza unei concepţii unitare a seriei, la definitivarea parametrilor tehnici fiind utilizat un program de calcul numeric.

Se specifică performanţele tehnico-economice şi caracteristicile seriei normale proiectate, realizate pe baza cifrelor de catalog.

CZ 678.742.2.539.16.165

POLIETILENĂ
RETICULARE
IRADIERE

Cramariuc, R. ş. a.: **Reticularea izolaţiei de polietilenă a cablurilor şi conductorilor prin iradiere cu electroni acceleraţi.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 7, oct 1983, p. 265

S-au studiat unele proprietăţi fizico-mecanice şi chimice ale izolaţiei de polietilenă reticulată a unor conductori iradiaţi cu electroni acceleraţi. S-au stabilit parametrii tehnologici optimi de iradiere folosind sisteme dozimetrice de corp solid integrator.

CZ 621.313.32—13:62—52

VIBRATOR ELECTROMAGNETIC
OSCILOMOTOR SINCRON
OSCILAŢII MECANICE

Saal, C., Fratu, A.: **Producerea oscilaţiilor mecanice de frecvenţă scăzută cu vibratoare şi oscilomotoare electromagnetice.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 7, oct 1983, p. 270

Se prezintă o metodă de generare a oscilaţiilor mecanice de frecvenţă scăzută, recurgînd la vibratoare electromagnetice şi oscilomotoare sincrone, alimentate cu tensiuni periodice obţinute din cele industriale de 50 Hz şi formate din pachete conţinînd un număr întreg de perioade sau alternanţe. Se utilizează circuite integrate MSI şi un contactor static. Aplicaţiile industriale sînt numeroase, acolo unde se cer frecvenţe mecanice mai mici sau egale cu 25 Hz.

CZ 621.313.2

MAŞINI ELECTRICE ROTATIVE
STAND EXPERIMENTAL

Drăgănescu, Gh. O.: **Stand experimental pentru maşini electrice rotative ce funcţionează conectate la reţele convenţionale şi neconvenţionale.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 7, oct 1983, p. 276

Se prezintă schema electrică monofilară, dotarea cu maşini electrice, utilaje şi aparatură, organizarea spaţiului standului, precum şi posibilităţile de încercare pe care le oferă comparativ cu alte tipuri de standuri.

CZ 621.315.616

MATERIALE ELECTROIZOLANTE
STUDII

Nicola, Gr.: **Noi tipuri de materiale stratificate pentru electrotehnică.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 7, oct 1983, p. 286

Se prezintă studiile efectuate la Întreprinderea de cabluri şi materiale electroizolante — Bucureşti, de către autor, în scopul obţinerii de noi tipuri de materiale stratificate cu suport organic, necesare în construcţia de maşini şi aparate electrice la care pe lîngă alte proprietăţi dielectrice se cer şi înalte proprietăţi mecanice. Totodată sînt prezentate studiile efectuate în scopul stabilirii reţetei şi tehnologiei de fabricare a materialelor stratificate, precum şi condiţiile de obţinere a acestora.

CZ 621.3.014:3:621.3.015.2

SIMULATOR ELECTRONIC
PARAMETRI ELECTRICI

Truşcă, V., Diaconescu, T.B.: **Simulator electronic pentru staţii de încercări directe.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 7, oct 1983, p. 293

Simulatorul electronic prezentat în lucrare reprezintă o realizare originală a autorilor, cu ajutorul căruia se pot studia pe model parametrii electrici în regimul tranzitoriu al comutaţiei (curent de scurtcircuit, tensiune oscilantă de restabilire).

CZ 621.3.013.23

CAP MAGNETIC DE SCRIERE/LECTURĂ
PERFORMANŢE

Ciureanu, P.: **Analiza performanţelor de scriere/lectură ale unui cap magnetic integrat spiralat.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 7, oct 1983, p. 300

Se obţin expresiile intensităţii cîmpului magnetic de scriere şi ale tensiunii la lectură, utilizînd un model generalizat de circuit magnetic distribuit pentru calculul unui cap magnetic integrat spiralat cu trei regiuni. Se compară valorile eficienţei capului magnetic calculate cu acest model, cu cele calculate cu modelul clasic „linie de transmisie".

NOTĂ

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.3.045: 621.318.423

НЕЯВНОПОЛЮСНАЯ СИНХРОННАЯ МАШИНА
РАСЧЁТ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ

Николаиде, А.: **Расчёт индуктивных сопротивлений рассеяния обмотки возбуждения неявнополюсной синхронной машины.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 31, nr. 7, октябрь 1983. стр. 251

Автор устанавливает расчётные выражения для электрических параметров обмотки возбуждения неявнополюсной синхронной машины, получая приемлемые результаты для проектирования, неизвестные до сих пор в литературе.

УДК 621.314.25: 621.3.027.2

СУХИЕ ТРЁХФАЗНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ
НИЗКОЕ НАПРЯЖЕНИЕ
ХАРАКТЕРИСТИКИ

Меряну, А. и др.: **Единая серия сухих трёхфазных трансформаторов мощностью 1 ... 315 кВА и напряжением до 1 000 В.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 31, nr. 7, октябрь 1983, стр. 259

Работа содержит критерии и соображения, лежащие в основе проектирования и создания единой серии сухих трёхфазных трансформаторов низкого напряжения, а также и паралельных серий. Проектирование каждого типоразмера проводилось на основе концепции единой серии, при установлении технических параметров используя программа ЭВМ.

Уточняются технико-экономические характеристики и особенности проектированной нормальной серии, осуществляемой на основе данных каталога.

УДК 678.742.2.539.16.165

ПОЛИЭТИЛЕН
РЕТИКУЛЯЦИЯ
ОБЛУЧЕНИЕ

Крамарюк, Р. и др.: **Ретикуляция полиэтиленовой изоляции кабелей и проводов при помощи облучения ускоренными электронами.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 31, nr. 7, октябрь 1983, стр. 265

Изучались некоторые физико-механические и химические свойства полиэтиленовой ретикулярной изоляции проводов, облученных ускоренными электронами. Были установлены оптимальные технологические параметры облучения с применением дозиметрических систем интегрирующего твёрдого тела.

УДК 621.313.32-13: 62-52

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ ВИБРАТОР
СИНХРОННЫЙ ОСЦИЛЛОМОТОР
МЕХАНИЧЕСКИЕ КОЛЕБАНИЯ

Саал, К., Фрату, А.: **Генерация механических колебаний низкой частоты при помощи электромагнитных осцилломоторов.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 31, nr. 7, олтябрь 1983 , стр. 270

Представляется метод генерирования, механических колебаний пониженной частоты с применением электромагнитных вибраторов и синхронных осцилломоторов, питаемых периодическими напряжениями, полученными от промышленных напряжений 50 Гц и состоящих из пакетов с целым числом периодов или вариаций. Используются интегральные схемы MSI и статический контактор. Широко применяется в промышленности, особенно где требуются механические более низкие частоты или равные 25 Гц.

УДК 621. 313.2

ВРАЩАЮЩИЕСЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ
ИСПЫТАТЕЛЬНАЯ ПЛОЩАДКА

Дрэгэнеску, Г. О.: **Испытательная площадка для вращающихся электрических машин, работающих при подключении к классическим или неклассическим сетям.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 31, nr. 7, октябрь 1983 стр. 276

Представлена электрическая однопроводная схема, оснащение электрическими машинами, оборудованием и приборами, организация пространства площадки, а также и испытательные возможности, предоставленные в сравнении с другими типами стендов.

УДК 621.315.616

ЭЛЕКТРОИЗОЛЯЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ
ИССЛЕДОВАНИЯ

Никола, Гр.: **Новые типы слоистых материалов для электротехники.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 31, nr. 7, октябрь 1983, стр. 286

Представлены исследования, проводимые автором на Предприятии проводов и электроизоляционных материалов-Бухарест, с целью создания новых типов слоистых материалов с органической основой, необходимых в конструкции электрических машин и приборов, которые, кроме высоких диэлектрических свойств, должны обладать также высокими механическими свойствами. Одновременно представлены исследования, проводимые с целью установления рецепта и технологии изготовления слоистых материалов, а также и условия их получения.

УДК 621.3.014.3: 621.3.015.2

ЭЛЕКТРОННЫЙ СТИМУЛЯТОР
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

Трушкэ, В., Диаконеску, Т. Б.: **Электронный стимулятор для станций непосредственных испытаний.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 31, nr. 7, октябрь 1983, стр. 293

Представленный в работе электронный стимулятор является оригинальным созданием авторов, с помощью которого возможно исследование на образце электрических параметров в переходном режиме коммутации (ток короткого замыкания, пульсирующее восстанавливающееся напряжение).

УДК 621.3.013.23

ЗАПИСЫВАЮЩАЯ/СЧИТЫВАЮЩАЯ МАГНИТНАЯ ГОЛОВКА
ХАРАКТЕРИСТИКИ

Чюреану, П.: **Анализ записывающих/считывающих характеристик встроенной спиральной магнитной головки.**

E.E.A – **Electrotehnica** 31, 7, вктябрь 1983, стр. 300

Находятся выражения напряженности магнитного поля записи и напряжения считывания, применяя обобщённый образец магнитной схемы, распределяемой для расчёта сторонной спиральной магнитной головки с 3-мя областями. Сравниваются значения эффективности магнитной головки, рассчитанные на этом образце, со значениями, рассчитанными на классическом образце ,,линия передачи''.

ЗАМЕЧАНИЯ

INHALT

DK 621.3.045:621.318.423

VOLLPOL-SYNCHRONMASCHINE
BERECHNUNGS ELEKTRISCHEN PARAMETER

Nicolaide, A.: **Berechnung der Streureaktanz der Erregerwicklung einer Vollpol-Synchronmaschine.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 7, okt 1983, S. 251

Es wurden vom Verfasser Berechnungsformeln abgeleitet für die elektrischen Parameter der Vollpol-Synchronmaschine, auf diese Weise wurden Ergebnisse erhalten, die bei Entwurfsarbeiten notwendig sind und die in der Literatur noch nicht bekannt waren.

DK 621.314.25:621.3.027.2

TROCKENE DREHSTROMTRANSFORMATOREN
NIECHERSPANNUNG
PERFORMANZEN

Mereanu, A. u.a.: **Einheitliche trockene Drehstromtransformatoren serie von 1...315 kVA Kraft und Spannungen bis zu 1 000 V.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 7, okt 1983, S. 259

Die Arbeit enthält Kriterien und Gedankengänge die als Basis des Enturerfes und der Herstellung der einheitlichen trocknen Drehstromtransformatoren serie mit Niederspannung stehen, als auch der Alezweigserien. Der Entrourf jeder Typodimension wusche auf Basis einer enheitlichen Serienkonzeption hergestellt, bei der technischen Grössen definierbar wobei ein nummerisches Programm venwendet wird.

Gleichfalls werden die technisch-ökonomischen Performanzen und die hergestellten Charakteristiken der normalen serie, die auf der Basis der Katalogzahlen Mesgestellt sind, dargeboten.

DK 678.742.2.539.16.165

POLYETYLEN
VERNETZUNG
BESTRAHLUNG

Cramariuc, R. u.a.: **Die Vernetzung der Polyetylenisolation bezüglich der Kukeln und Leiber mit Hilfe der beschlennigten Elektronenbestranlung.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 7, okt 1983, s. 265

Es wurden einige physisch-mechanischen und chemischen Eigenschaften des vernetzten Polyetylens einiger bestrahlten Leibern mit beschlennigten Elektronen, untersucht. Es wurden optimale technologische Grössen für die Bestrahlung festgelegt, indem man dozimetrische Systeme des eingeschlalteten Festkörper benutzt wurden.

DK 621.313.32—13:62—52
ELEKTROMAGNETISCHER SCHWINGER
SYNCHRONER SCHWINGENDER MOTOR
MECHANISCHE SCHWINGUNGEN

Saal, C., Fratu, A.: **Erzeugung mechanischer Schwingungen niederer Frequenz mit elektromagnetischen Schwingern und Schwingmotoren.**
E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 7, okt 1983, S. 270

Die Arbeit stellt eine Erzeugungsmethode mechanischer Schwingungen niederer Frequenz, vor. Man benützt eine Schwingungspaketsteuerung der elektromagnetischen Schwinger und synchronen Schwingmotoren. Von der 50 Hz — Netzspannung hält man periodischerweise Pakete von ganzen Spannungsperioden oder Halbwellen. Ein statischer Halbleiterschalter und integrierte MSI-Kreise werden angewendet. Die industriellen Anwendungen sind zahlreich, dort wo mechanische Frequenzen niederer als oder gleich 25 Hz verlangt werden.

DK 621.313.2
ELEKTRISCHE UMBAUFMASCHINEN
EXPERIMENTELLER STAND

Drăgănescu, Gh. O.: **Experimenteller Stand für elecktrische Umbaufmaschinen, die mit einer schaltung bei den konventionellen und nichtkonventionellen Netzen betriebsfähig sing.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 7, okt 1983, S. 276

Es wird das monofilare elektrische Schema, die Einrichtung mit elektrischen Maschinen, Apparatur und Rüstung, die Organisierung des Standesraumes, als auch die Verseechsmöglichkeiten die komparativ mit anderen Standtypendargeboten werden, dargestellt.

DK 621.315.616

ELEKTRISCH-ISOLIERTE MATERIALE
STUDIEN

Nicola, Gh.: **Neue Typen für beschichtete Materialen für die Elektrotechnik.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 7, okt 1983, S. 286

Die Arbeit shellt einige Studien dar, die bei der Întreprinderea de cabluri şi materiale electroizolante — Bucureşti durchgeführt wurden und zwar damit man neue Typen der beschichteten Materierlien mit organischen Stützer erhält, wohei diese für den Maschinenbau und der elektrischen Apparatur notwendig sind Neben den dielektrischen rigenshaften verlangen diese Materialien auch grosse mechanische rigenschaften gleichzeitig werden die durchgeführten Studien darsgestellt, Minsichtlich der technologischen Herstellung der beschichtelen Materialen als auch deren Erhaltungsbechingungen.

DK 621.3.014.3:621.3.015.2

ELEKTRONISCHER SIMULATOR
ELEKTRISCHE PARAMETER

Truşcă, V., Diaconescu, T.B.: **Elektronischer Simulator für direkte Versuchstationen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 7, okt 1983, S. 293

Der elektronische Simulator, der in der vorliegende Arbeit vorgestelt ist, eine originale Realisierung der Autoren repräsentiert, mittels ist es möglich, auf einen Modell die transienten elektrische Schaltvorgänge (Kurzschlussströme und Wiederkehrendespannungen), zu studieren.

DK 621.3.013.23

MAGNETISCHER KOPF FÜR SCHREIBEN/LEKTÜRE
PERFORMANZEN

Ciureanu, P.: **Analyse der Performanzen bei Schreiben/Lektüre eines magnetischen, integrierten, spriralleförmigen Kopfes.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 7, okt 1983, S. 300

Man erhält die Ausdrucke der magnetischen Feldstärke des Schreibens und der Spannung bei der Lektüre, wobei man einen gesamten Model eines magnetischen Kreislaufes anwendet, dieses wird für das Rechnen eines integrierten, spirallförmigen magnetischen Kopfes mit drei Regionen vesbeilt. Die Leistungsfähigkeitswerte des magnetischen Kopfes die mit diesem Model berechnet werden sind mit denyenigen die mit dem klassischen Model „Transmissionslinie" berechnet werden, verglichen.

BEMERKUNG

CONTENTS

DC 621.3.045:621.318.423

NON-SALIENT-POLE SYNCHRONOUS MACHINE CALCULATION. OF ELECTRICAL PARAMETERS

Nicolaide, A.: **Calculation of the leakage reactance of the field winding of a non-salient-pole synchronous machine.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 7, oct 1983, p. 251

The author establishes computing expressions for the electrical parameters of a non-salient-pole synchronous machine, obtaining results useful for the design, wich have not been known in the literature.

DC 621.314.25:621.3.027.2

DRY THREE-PHASE TRANSFORMERS
LOW VOLTAGE
PERFORMANCES

Mereanu, A. a.a.: **Unique series of dry three phase power transformers for 1...315 kVA and up to 1 000 V.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 7, oct 1983, p. 259

The paper deals with the criteria for the design and achievement of a unique series of dry, low voltage, three phase transformers inter their derived series. The design was achieved for every typodimension, based on a unitary concept, a programme for digital computing being used to defive the technical parameters. The technical-economical performances are specified inter the characteristics of the normally designed series achieved on the basis of catalogue cifres.

DC 678.742.2.539.16.165

POLYETHYLENE
RETICULATION
IRRADIATION

Cramariuc, R. a.a. **Cable conductor polyethylene insulation reticulation by accelerated electrons irradiation.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 7, oct 1983, p. 265

Several physical, mechanical and chemical projecties were studied for the reticulated polyethylene insulation in conductors previously irradiated inter accelerated electrons. The best technological irradiation parameters were established by of dosimetry systems intergrating solid body.

DC 621.313.32—13; 62—52

ELECTROMAGNETIC VIBRATOR
SYNCHRONOUS OSCILLOMOTOR
MECHANICAL OSCILLATIONS

Saal, C., Fratu, A.: **Generation of low mechanical frequencies with electromagnetic vibrators and oscillomotors.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 7, oct. 1983, p. 270

A method for the generation of low mechanical frequencies by using electromagnetic vibrators and synchronous oscillomotors, is presented. A multicycle control of the electromagnetic vibrators and synchronous oscillomotors is applied. From the mains 50 c/s voltage one retains periodically multicycles or multialternances. A static switch and MSI circuits are used. Industrial applications are numerous, there where low mechanical frequencies less or equal to 25 c/s are required.

DC 621.313.2

ROTATIVE ELECTRICAL MACHINES
EXPERIMENTAL STAND

Drăgănescu, Gh. O.: **Experimental stand for rotative electrical machines which drive contacts within conventional and non-conventional nets.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 7, oct 1983, p. 276

The paper presents the electrical single — care diagram, the provision with electrical machines and apparata, the space organisation of the stand, as well as the testing possibilities it could offer as compared to other types of stands.

DC 621.315.616

ELECTROINSULATING MATERIALS
STUDIES

Nicola, Gr.: **New types of layered materials for electrical engineering.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 7, oct 1983, p. 286

The paper presents the studies made by the Intreprinderea de cabluri și materiale electroizolante — București, with a view to achieving new types of stratified materials on organic supports, which are necessary for the machine building and electrical devices, that require not only high dielectric properties but also high mechanical characteristics. At the same time, the author describes the studies regarding the determination of the technological process of production for layered materials, and the conditions necessary for their production.

DC 621.3.014.3:621.3.015.2

ELECTRONIC SIMULATOR
ELECTRICAL PARAMETERS

Trușcă, V., Diaconescu, T. B.: **Electronic simulator for direct test stations.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 7, oct 1983, p. 293

The electronic simulator presented by the article represents an original conception of the authors by the help of which, it is possible to study, on a model, the electrical parameters in the transitory made of switching (short-circuit, current, oscillating recovery voltage).

DC 621.3.013.23

WRITE/READ MAGNETIC HEAD
PERFORMANCES

Ciureanu, P.: **Analysis of write/read performances of a spiralled integrated magnetic head.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 7, oct 1983, p. 300

Expressions for the write magnetic field and real signal are derived using a generalized distributed magnetic circuit model, to calculate a three region multiturn thin film head. The efficiency values for the magnetic head, calculated with this model, are compared with those obtained with the "transmission line" classical model.

SOMMAIRE

CD 621.3.045:621.318.423

MACHINE SYNCHRONE À POLES NOYÉS
CALCULE DES PARAMÈTRES ÉLÈCTRIQUES

Nicolaide, A.: **Calcule de la réactance de fuites de l'enroulement d'excitation d'une machine synchrone à pôles noyés.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** numéro 7, oct 1983, p. 251

L'auteur établit des expressions pour le calcul des paramètres d'une machine syncrone à pôles noyes obtenant des résultats utiles pour l'établissement des projets, qui n'étaient pas connues dans la littérature.

CD 621.314.25:621.3.027.2

TRANSFORMATEURS TRIPHASÉS SECS
BASSE TENSION
PERFORMANCES

Mereanu, A. ş.a.: **Série unitaire de transformateurs triphasés secs ayant des puissances comprises entre 1...315 kVA et des tensions allant jusqu'à 1 000 V.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** numéro 7, oct 1983, p. 259

L'ouvrage présente les critères et les considérations qui ont été utilisés pour élaborer et réaliser une série unitaire de transformateurs triphasés secs basse tensions, ainsi que des séries dérivées. L'élaboration de chaque typodimension se réalise conformément á une conception unitaire de la série, pour fixer les paramètres techniques on a utilisé un programme de calcul numèrique.

On détermine les performances techniques et économiques et les caracteristiques de la série normale, projetée et réalisée conformément aux valeurs du catalogue.

CD 678.742.2.539.16.165

POLYÉTHYLÈNE
RETICULATION
IRRADIATION

Cramariuc R. ş.a.: **La reticulation de l'isolement en polyethyléne des câbles et des conducteurs par l'irradiation avec des électrons accélérés.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** numéro 7, oct 1983, p. 265

On a étudié quelques proprietés physiques et mecaniques et chimiques des isolements en polyethylène, réticulée de quelques conducteurs irradiés avec des électrons accélerés. On a établi l'optimum des paramètres technologiques de l'irradiation à l'aide de systemes dosimetriques de corp solide intégrateur.

CD 621.313.32—13:62—52

VIBRATEUR ÉLECTROMAGNÉTIQUE
OSCILLOMOTEUR SYNCHRONE
OSCILLATIONS MÉCANIQUES

Saal, C., Fratu, A.: **La génération des oscillations mécaniques à basse fréquence à l'aide des vibrateurs et oscillomoteurs électromagnétiques.**

E.E.A.— **Electrotehnica 31,** numéro 7, oct 1983, p. 270

On présente une méthode de génération des basses fréquences mécaniques, en utilisant des vibrateurs et oscillomoteurs électromagnétiques, commandés en multicycles ou multialternances, obtenus de la tension industrielle à 50 Hz. On utilise aussi un contacteur statique à thyristors et des circuits logiques MSI. Les applications industrielles sont nombreuses, là où l'on exige des fréquences mécaniques moindres ou egales à 25 Hz.

CD 621.313.2

MACHINES ÉLECTRIQUES TOURNANTES
STAND EXPÉRIMENTAL

Drăgănescu, Gh. O.: **Stand expérimental pour les machines électriques tournantes qui fonctionnent contactées aux réseaux conventionnaux ou nonconventionnaux.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** numéro 7, oct 1983, p. 276

On présente le schéma électrique monofilaire, la dotation avec des machines électriques des outillages et d'appareillage, l'organisation de l'éspace du stand, ainsi que les possibilités d'essai que ce stand offre par comparaison aux autres types de stands.

CD 621.315.616

MATÉRIAUX ÉLECTROISOLANT
ÉTUDES

Nicola, Gr.: **Nouveaux types de matériaux stratifiés pour l'électrotechnique.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** numéro 7, oct 1983, p. 286

On présente les études effectués à l'Intreprise de câbles et matériaux électroisolants — Bucarest, par l'auteur, âfin d'obtenir de nouveaux types de matériaux stratifiés ayant un support organique, nécesaires dans la construction des machines et des appareills électriques, auxquelles on demande non seulement des hautes propriétés dieléctriques, mais des hautes propriétés mécaniques aussi.

A la fois on présente les études effectués en vue d'établir la formule et la technologie de fabrication des matériaux stratifiés ainsi que les conditions de les obtenir.

CD 621.3.014.3:621.3.015.2

SIMULATEUR ÉLECTRONIQUE
PARAMÈTRES ÉLECTRIQUES

Truşcă, V., Diaconescu, T. B.: **Simulateur électronique pour stations d'essais directs.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** numéro 7, oct 1983, p. 293

Le simulateur électronique présenté dans l'ouvrage, represente une réalisation originale des auteurs; à l'aide de ce simulateur (on peut étudier sur modèle, les paramètres électriques dans le régime transitoire de la commutation (courant de courtcircuit, tension oscillante de rétablissement).

CD 621.3.013.23

TÊTE MAGNÈTIQUE D'ÉCRITURE/LECTURE
PERFORMANCES

Ciureanu, P.: **L'analyse des performances d'écriture/lecture d'une tête magnétique intégré en spirale.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** numéro 7, oct 1983, p. 300

On obtient les expressions de l'intensité du champ magnetique d'écriture et de la tension à la lecture, en utilisant un modèle généralisé de circuit magnétique distribué pour le calcul d'une tête magnétique intégrée, en spirale ayant trois regions. On compare les valeurs de l'éfficience de la tête magnétique calculées à l'aide de modèle, avec celles obtenues à l'aide du modèle classique ,,ligne de transmission''.

NOTE

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAŞINI-UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ŞI ELECTRONICĂ

Electrotehnica nr. 7

CZ 621.3.045.3 : 621.318.423

MAŞINĂ SINCRONĂ CU POLI ÎNECAŢI
CALCUL PARAMETRI ELECTRICI

Calculul reactanţei de scăpări a înfăşurării de excitaţie a maşinii sincrone cu poli înecaţi

ANDREI NICOLAIDE* – BRAŞOV

Introducere

În literatură se dau diferite expresii pentru calculul reactanţei de scăpări a maşinilor sincrone cu poli înecaţi, iar expresii mai complete sînt date în lucrări de proiectare a maşinilor electrice cum sînt [1,2,3]. Totuşi cu expresiile de calcul din literatură nu se obţin, în general, rezultate satisfăcătoare. Astfel, cu expresiile din lucrările [1] şi [2] se obţin valori care corespund ca ordin de mărime cu cele rezultate experimental, dar nu se pot lua în considerare toţi factorii a căror influenţă este necesar să fie cunoscută, de exemplu mărimea zonei bobinate a arcului polar, respectiv reactanţa scăpărilor suplimentare (diferenţiale). Din motivele arătate aceste valori sînt mai mult orientative.

Cu expresiile din lucrarea [3] se obţin valori exagerat de mari.

Expresiile din anumite lucrări nu sînt valabile pentru un număr de perechi de poli mai mare decît unitatea.

În unele lucrări se recomandă să se neglijeze reactanţa scăpărilor suplimentare (diferenţiale) ale înfăşurării de excitaţie a maşinii sincrone cu poli înecaţi avînd valori foarte mici. Această consideraţie poate fi justificată pentru maşinile cu $p = 1$, dar nu este în general justificată pentru maşinile cu $p > 1$.

De aceea este necesar să se stabilească expresii cît mai precise pentru calculul parametrilor înfăşurării de excitaţie, aplicabile pentru diferite variante constructive.

În continuare se vor stabili astfel de expresii de calcul utilizînd metoda stabilită anterior în lucrările [4, 5].

Pentru a uşura utilizarea lucrării, la sfîrşit se dă lista notaţiilor utilizate.

* Prof. dr. ing. *A. Nicolaide*, Universitatea din Braşov.

1. Raportarea parametrilor înfăşurării de excitaţie la înfăşurarea echivalentă

Înfăşurarea echivalentă are acelaşi număr de spire şi acelaşi factor de înfăşurare ca şi o fază a înfăşurării indusului.

În figura 1 se poate vedea o tolă rotorică a unei maşini sincrone cu poli înecaţi, de putere medie.

Se vor admite următoarele ipoteze simplificatoare:

1. Se neglijează curenţii din miezul feromagnetic.

2. Construcţia este simetrică faţă de axa polilor. Statorul este de construcţie echilibrată din punctele de vedere electric şi magnetic.

3. Pasul crestăturilor rotorului este constant.

4. Fiecare crestătură a înfăşurării de excitaţie conţine acelaşi număr de spire.

5. Valorile factorului lui Carter se admit constante în lungul arcului corespunzător zonei nebobinate a rotorului, respectiv în lungul arcului corespunzător zonei bobinate a rotorului.

Se va utiliza în calcule lăţimea întrefierului echivalent $\delta_3 = k_{C1}\, k_{C3}\, \delta$, respectiv $\delta_2 = k_{C1}\, k_{C2}\, \delta$ în dreptul zonei nebobinate, respectiv în dreptul zonei bobinate a rotorului, iar δ este lăţimea minimă a întrefierului în axa longitudinală (axa polului).

Curba inducţiei magnetice, produse de armonica fundamentală a tensiunii magnetice, în întrefier, în axa longitudinală, în cazul în care lăţimea întrefierului echivalent ar fi constantă şi egală cu lăţimea întrefierului echivalent din axa longitudinală $k_{C1}\, k_{C3}\, \delta$, este reprezentată în figura 2. Valoarea maximă a inducţiei magnetice în axa longitudinală a fost notată cu B_M. În aceeaşi figură este reprezentată şi curba tensiunii magnetice produse de înfăşu-

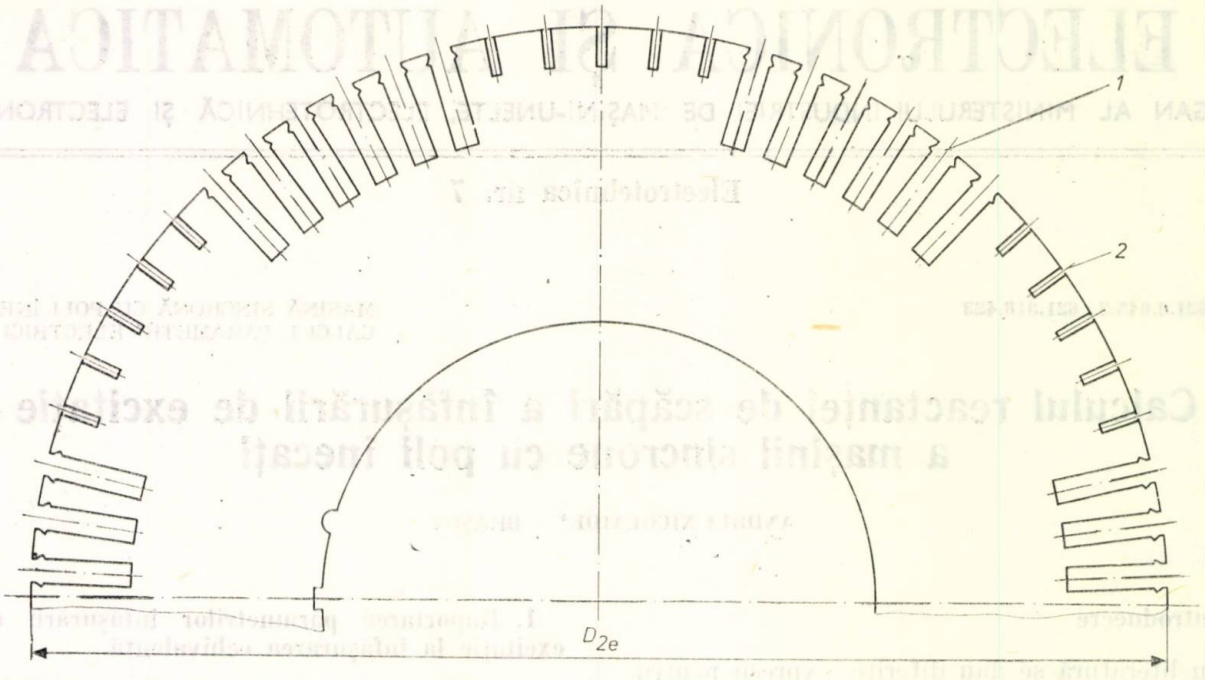


Fig. 1. Tola rotorică a unei mașini sincrone de putere medie cu poli înecați: *1* — crestătură pentru înfășurarea de excitație; *2* — crestătură pentru colivie (de amortizare sau pornire).

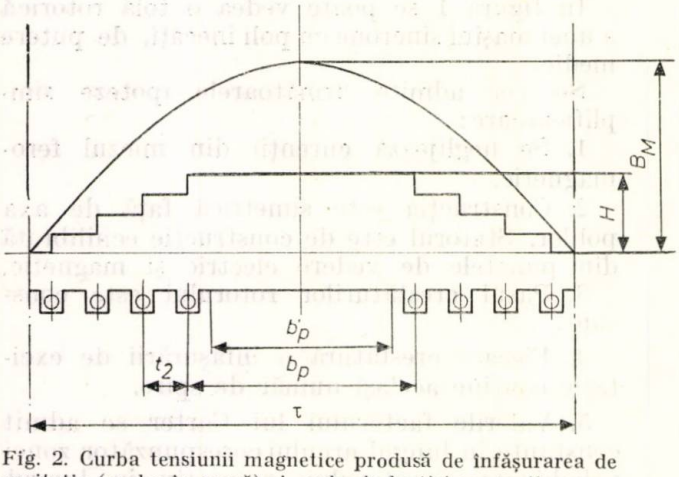


Fig. 2. Curba tensiunii magnetice produsă de înfășurarea de excitație (curba în scară) și curba inducției magnetice, produsă de armonica fundamentală a tensiunii magnetice, în întrefier, în cazul în care lățimea întrefierului echivalent ar fi constantă și egală cu valoarea din axa longitudinală.

rarea de excitație în axa longitudinală (curba în scară).

Tensiunea electromotoare indusă în înfășurarea de excitație de fluxul produs de armonica fundamentală a inducției magnetice este:

$$U_{ewf} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{2}{\pi} \tau l_i B_M 2p\omega \frac{w_f}{\frac{Z_2}{4p}},$$

$$\left\{\frac{k_{C3}}{k_{C2}}\left[\cos\frac{\pi}{\tau}\left(\frac{t_2}{2}\right)+\cos\frac{\pi}{\tau}\left(\frac{t_2}{2}+t_2\right)+\right.\right.$$

$$+\cos\frac{\pi}{\tau}\left(\frac{t_2}{2}+2t_2\right)+\ldots+$$

$$\left.\left.+\cos\frac{\pi}{\tau}\left(\frac{t_2}{2}+\left(\frac{Z_2}{4p}-1\right)t_2\right)\right]+\right.$$

$$\left.+\frac{Z_2}{4p}\left(1-\frac{k_{C3}}{k_{C2}}\right)\cos(1-\gamma)\frac{\pi}{2}\right\}=$$

$$=\frac{1}{\sqrt{2}}\frac{2}{\pi}\tau l_i B_M w_f k_{wf} \omega 2p, \qquad (1)$$

unde:

$$k_{wf}=\frac{k_{C3}}{k_{C2}}\frac{1}{\frac{Z_2}{4p}}\sum_{k=0}^{\frac{Z_2}{4p}-1}\cos\frac{\pi}{\tau}\frac{t_2}{2}(1+2k)+$$

$$+\left(1-\frac{k_{C3}}{k_{C2}}\right)\cos(1-\gamma)\frac{\pi}{2}. \qquad (2)$$

Curentul stabilit de această tensiune electromotoare în înfășurarea de excitație este:

$$I_{wf}=\frac{1}{\sqrt{2}\,Z_{\sigma wf}} w_f k_{wf} \frac{2}{\pi} \tau l_i B_M \omega 2p. \qquad (3)$$

Pierderile prin efect termic în înfășurarea de excitație sînt:

$$p_{wf} = \mathrm{Re}\,\underline{Z}_{\sigma wf} I^2_{wf} = 2p^2(w_f k_{wf})^2 \cdot$$

$$\cdot\left(\frac{2}{\pi}\tau l_i B_M \omega\right)^2 \mathrm{Re}\frac{1}{\underline{Z}^*_{\sigma wf}}. \qquad (4)$$

Pierderile prin efect termic în înfășurarea echivalentă sînt:

$$p_f = \mathrm{Re}\, I_f^2 \underline{Z}_{\sigma f} = (w k_w)^2 \cdot$$

$$\cdot \left(\frac{2}{\pi} \tau l_i k_d B_M \omega\right)^2 \frac{1}{2} \mathrm{Re} \frac{1}{\underline{Z}_{\sigma f}^*} \cdot \quad (5)$$

Din egalitatea pierderilor în înfășurarea de excitație și în înfășurarea echivalentă se obține:

$$\underline{Z}_{\sigma f} = \frac{1}{4p^2} \left(\frac{w k_w k_d}{w_f k_{wf}}\right)^2 \underline{Z}_{\sigma wf} \cdot \quad (6)$$

Dacă indusul are m faze, atunci membrul drept al relației (6) trebuie înmulțit cu $\frac{m}{2}$. Se obține expresia impedanței raportate la înfășurarea indusului:

$$\underline{Z}_{\sigma f} = \frac{m}{8p^2} \left(\frac{w k_w k_d}{w_f k_{wf}}\right)^2 \underline{Z}_{\sigma u f}, \quad (7)$$

iar coeficientul din membrul drept reprezintă factorul de raportare a parametrilor înfășurării de excitație la înfășurarea indusului. Pentru a pune sub o formă mai convenabilă factorul de raportare, se va ține seama de expresia:

$$\sum_{k=1}^{n} \cos(2k-1)\, x = \frac{1}{2} \sin 2nx \frac{1}{\sin x} \cdot \quad (8)$$

Se va nota:

$$x = \frac{\pi}{\tau} \frac{t_2}{2}, \qquad n = \frac{Z_2}{4p} \cdot \quad (9)$$

Ținînd seama de relația (8), expresia (2) devine:

$$k_{wf} = \frac{k_{C3}}{k_{C2}} \frac{4p}{Z_2} \frac{1}{2} \sin\left(2 \frac{t_2}{2} \frac{Z_2}{4p} \frac{\pi}{\tau}\right) \frac{1}{\sin\left(\frac{t_2}{2} \frac{\pi}{\tau}\right)} +$$

$$+ \left(1 - \frac{k_{C3}}{k_{C2}}\right) \cos(1-\gamma) \frac{\pi}{2} \cdot \quad (10)$$

Se va nota cu γ raportul dintre lungimea arcului zonei bobinate și lungimea totală a arcului polar. În concordanță cu figura 2 se poate exprima pasul crestăturii rotorice sub forma:

$$t_2 = \gamma \frac{\tau}{2} \frac{1}{\frac{Z_2}{4p}} = \gamma \frac{\tau}{\frac{Z_2}{2p}}, \quad (11)$$

$$b'_p = b_p - t_2, \quad (11a)$$

$$\gamma = \frac{Z_2}{Z'_2} = \frac{\tau - b'_p}{\tau} \cdot \quad (11b)$$

Ținînd seama de relația (11), expresia (10) devine:

$$k_{wf} = \frac{k_{C3}}{k_{C2}} \frac{2p}{Z_2} \sin\left(\frac{\gamma\pi}{2}\right) \frac{1}{\sin\left(\frac{\gamma}{\frac{Z_2}{2p}} \frac{\pi}{2}\right)} +$$

$$+ \left(1 - \frac{k_{C3}}{k_{C2}}\right) \cos(1-\gamma) \frac{\pi}{2} \cdot \quad (12)$$

Din relațiile (3), (5), (6) și trecînd de la indusul cu 2 faze la indusul cu m faze, sau din egalitatea armonicilor fundamentale ale inducțiilor magnetice produse de înfășurarea de excitație și de înfășurarea echivalentă, se obține:

$$\frac{m}{2} \sqrt{2} \frac{w k_w}{2p} k_d \frac{4}{\pi} I_f = \sqrt{2}\, w_f k_{wf} \frac{4}{\pi} I_{wf}, \quad (13)$$

respectiv:

$$I_f = \frac{2}{m} 2p \frac{w_f k_{wf}}{w k_w k_d} I_{wf}. \quad (14)$$

Dacă $k_{C3}/k_{C2} = 1$ iar numărul Z_2 este foarte mare, adică $Z_2 \to \infty$ se ridică nedeterminarea și se obține expresia:

$$k_{wf} = \frac{\sin\gamma \frac{\pi}{2}}{\gamma \frac{\pi}{2}} \cdot \quad (15)$$

Expresia (15) reprezintă o aproximație convenabilă în calcule și destul de precisă în multe cazuri cînd $Z_2/(2p)$ are valori relativ mari.

De asemenea, se poate utiliza coeficientul:

$$k_a = \frac{\pi}{4} \frac{1}{k_{wf}}, \quad (16)$$

care reprezintă raportul dintre amplitudinea tensiunii magnetice în întrefier și amplitudi-

nea armonicii fundamentale a acesteia. Se obține respectiv:

$$k_a = \frac{\pi^2 \gamma}{8 \sin \frac{\gamma\pi}{2}} = \frac{\pi}{4} \frac{\gamma \frac{\pi}{2}}{\sin \frac{\gamma\pi}{2}}, \qquad (17)$$

$$k_a = \frac{\pi}{4} \frac{1}{\frac{k_{C3}}{k_{C2}} \frac{2p}{Z_2} \sin\left(\gamma \frac{\pi}{2}\right) \frac{1}{\sin\left(\frac{\gamma}{Z_2} \frac{\pi}{2}\right)} + \left(1 - \frac{k_{C3}}{k_{C2}}\right) \cos(1-\gamma) \frac{\pi}{2}}. \qquad (18)$$

Factorul de raportare la înfășurarea indusului, cu această notație, este:

$$\frac{Z_{\sigma f}}{Z_{\sigma wf}} = \frac{m}{8p^2} \left(\frac{w k_w k_d k_a}{w_f \frac{\pi}{4}} \right)^2. \qquad (19)$$

2. Parametrii înfășurării de excitație fără raportare la înfășurarea echivalentă

2.1. Rezistența înfășurării de excitație

$$R_{wf} = \frac{w_f l_{wf} 2p}{s_f} \rho, \qquad (20)$$

l_{wf} — lungimea medie a spirei rotorului;
s_f — aria secțiunii transversale a spirei rotorului;
ρ — rezistivitatea.

2.2. Reactanța înfășurării de excitație

Reactanța înfășurării de excitație cuprinde reactanța de scăpări a crestăturii și reactanța de scăpări frontale (scăpări la capetele de bobină).

Reactanța de scăpări corespunzătoare unei crestături cuprinde reactanța de scăpări în crestătură și reactanța de scăpări de la dinte la dinte. Reactanța de scăpări a crestăturii este determinată de liniile de cîmp magnetic produse de cele $\frac{w_f}{Z_2/(4p)}$ spire dintr-o crestătură și are expresia:

$$X_{\sigma wf} = \omega \mu_0 \left(\frac{w_f}{\frac{Z_2}{4p}} \right)^2 \lambda_{cd} 2 l_{2Fe} \frac{Z_2}{4p} 2p, \qquad (21)$$

$$\lambda_{cd} = \lambda_c + \lambda_d. \qquad (22)$$

Reactanța de scăpări a capetelor de bobină este determinată de liniile de cîmp produse de cele w_f spire ale unui pol și are expresia:

$$X_{\sigma wf} = \omega \mu_0 w_f^2 \lambda_{fr} 2 l_{2f} 2p. \qquad (23)$$

Rezultă expresia reactanței neraportate la înfășurarea echivalentă:

$$X_{\sigma wf} = 2\pi f \mu_0 16 p^2 w_f^2 \left(\lambda_{cd} \frac{l_{2Fe}}{Z_2} + \frac{\lambda_{fr}}{4p} l_{2f} \right). \qquad (24)$$

Pe baza datelor rezultate din experiențe, se poate scrie:

$$\frac{\lambda_{fr}}{4} l_{2f} \approx k_f \tau, \qquad (25)$$

unde:

$$k_f \approx 0{,}1.$$

Deci:

$$X_{\sigma wf} = 2\pi f \mu_0 16 p^2 w_f^2 \left(\lambda_{cd} \frac{l_{2Fe}}{Z_2} + \frac{1}{p} k_f \tau \right). \qquad (26)$$

3. Expresiile parametrilor înfășurării de excitație, fără reactanța suplimentară, raportați la înfășurarea indusului

Ținînd seama de relațiile (20), (26) și (7) se obțin expresiile:

$$R_f = \frac{m}{4p} \left(\frac{w k_w k_d}{w_f k_{wf}} \right)^2 \rho \frac{w_f k_{wf}}{s_f}, \qquad (27)$$

$$X_{\sigma f} = 4\pi f \mu_0 m \frac{w^2 k_w^2 k_d^2}{k_{wf}^2} \left(\lambda_{cd} \frac{l_{2Fe}}{Z_2} + \frac{1}{p} 0{,}1 \tau \right). \qquad (28)$$

Dacă se exprimă parametrii în unități relative, atunci se înlocuiește în expresia (27) a rezistenței, factorul:

$$\frac{2m}{p} (w k_w)^2 \quad \text{prin} \quad \frac{F_1}{f \Phi_N},$$

iar în expresia (28) a reactanței, factorul:

$$2\pi f \mu_0 \frac{2m}{p} (w k_w)^2, \quad \text{prin:} \quad \frac{2\pi \mu_0 F_1}{\Phi_N}.$$

Rezultă:

$$R_f = \frac{1}{8} \frac{k_d^2}{(w_f k_{wf})^2} \rho \frac{F_1}{f \Phi_N}, \quad \text{u.r.} \qquad (29)$$

$$R_f = \frac{2}{\pi^2} \frac{k_d^2 k_a^2}{w_f^2} \rho \frac{F_1}{f \Phi_N}, \quad \text{u.r.} \qquad (30)$$

$$X_{\sigma f} = \frac{2\pi \mu_0 F_1}{\Phi_N} \frac{k_d^2}{k_{wf}^2} p \left(\lambda_{cd} \frac{l_{2Fe}}{Z_2} + \frac{1}{p} 0{,}1 \tau \right), \quad \text{u.r.} \qquad (31)$$

sau:

$$X_{\sigma f} = \frac{2\pi \mu_0 F_1}{\Phi_N} \frac{16}{\pi^2} k_d^2 k_a^2 p \left(\lambda_{cd} \frac{l_{2Fe}}{Z_2} + \frac{1}{p} 0{,}1 \tau \right). \quad \text{u.r.} \qquad (32)$$

4. Expresia reactanței de scăpări suplimentare a înfășurării de excitație

Din considerarea energiei cîmpului magnetic produs de înfășurarea de excitație, se pot obține reactanțele înfășurării de excitație.

Expresia reactanței totale, fără raportare la stator, se poate obține din energia cîmpului magnetic:

$$\frac{1}{2} L_{uf\delta}\, i_{wf}^2 = 2p\, l_i\, 2\int_0^{\tau/2} \frac{1}{2}\mu_0 H^2\, \delta_x\, \mathrm{d}x. \quad (33)$$

Intensitatea cîmpului magnetic produs de curentul dintr-o crestătură este:

$$H = \frac{w_f}{\frac{Z_2}{4p}}\, i_f\, \frac{1}{\delta_x}. \quad (34)$$

Rezultă în concordanță cu figura 2:

$$L_{uf\delta}\, i_{wf}^2 = 2\mu_0\,(k_{C1}k_{C3}\delta)\, 2p\, l_i \left\{\left[t_2 + 4t_2 + 9t_2 + \ldots + \right.\right.$$

$$+\left(\frac{Z_2}{4p} - 1\right)^2 t_2 + \left(\frac{Z_2}{4p}\right)^2 t_2 - \frac{1}{2}\left(\frac{Z_2}{4p}\right)^2 t_2\Big]\frac{k_{C3}}{k_{C2}} +$$

$$\left. + \left(\frac{Z_2}{4p}\right)^2 \frac{b'_p}{2}\right\} \left(\frac{w_f}{\frac{Z_2}{2p}}\right)^2 i_f^2\, \frac{1}{(k_{C1}\, k_{C3}\, \delta)^2}, \quad (35)$$

deci:

$$L_{uf\delta} = 2\mu_0\, 2p\, l_i\, t_2 \left\{\left[1 + 4 + 9 + \ldots + \right.\right.$$

$$+\left(\frac{Z_2}{4p} - 1\right)^2 + \left(\frac{Z_2}{4p}\right)^2 - \frac{1}{2}\left(\frac{Z_2}{4p}\right)^2\Big]\frac{k_{C3}}{k_{C2}} +$$

$$\left. + \left(\frac{Z_2}{4p}\right)^2 \frac{b'_p}{2t_2}\right\} \left(\frac{w_f}{\frac{Z_2}{4p}}\right)^2 \frac{1}{k_{C1}\, k_{C3}\, \delta}. \quad (36)$$

Se va nota:

$$S_f = \frac{1}{Z_2^2}\left\{\left[1 + 4 + 9 + \ldots + \right.\right.$$

$$\left. + \left(\frac{Z_2}{4p}\right)^2 - \frac{1}{2}\left(\frac{Z_2}{4p}\right)^2\Big]\frac{k_{C3}}{k_{C2}} + \left(\frac{Z_2}{4p}\right)^2 \frac{b'_p}{2t_2}\right\}. \quad (37)$$

Rezultă:

$$L_{uf\delta} = 2\mu_0\, 2p\, l_i\, t_2\, S_f\, 16\, w_f^2\, p^2\, \frac{1}{k_{C1}\, k_{C3}\, \delta}. \quad (38)$$

Expresia reactanței proprii a înfășurării de excitație, corespunzător fluxului rezultant din întrefier, raportate la înfășurarea indusului este:

$$X_{uf\delta} = 2\pi f\, \frac{m}{8p^2}\left(\frac{w\, k_w\, k_d}{w_f\, k_{wf}}\right)^2 \cdot$$

$$\cdot 2\mu_0\, \frac{1}{k_{C1}k_{C3}\,\delta}\, 2p\, l_i\, t_2\, S_f\, 16\, p^2\, w_f^2 \quad (39)$$

și se poate scrie:

$$X_{uf\delta} = (1 + \tau_{f\delta})\, X_{ad}. \quad (40)$$

Expresia reactanței utile ciclice longitudinale a înfășurării indusului este:

$$X_{ad} = 2\pi f\, \mu_0\, l_i\, \frac{m}{\pi}\, \frac{w^2 k_w^2}{p}\, \frac{2}{\pi}\, \frac{\tau}{k_{C1}\, k_{C3}\, \delta}\, k_d, \quad (41)$$

iar coeficientul scăpărilor suplimentare este:

$$\tau_{f\delta} = 4\pi^2\, t_2\, S_f\, p^2\, \frac{1}{\tau}\, \frac{1}{k_{wf}^2}\, k_d - 1 =$$

$$= 4\pi^2\, \gamma\, \frac{\tau}{\frac{Z_2}{2p}}\, S_f\, p^2\, \frac{1}{\tau}\, \frac{1}{k_{wf}^2}\, k_d - 1. \quad (42)$$

Pentru a calcula relația (37) se ține seama de expresia:

$$\sum_{k=1}^{n} k^2 = \frac{1}{6}\, n(n+1)(2n+1) \quad (43)$$

și se obține:

$$S_f = \frac{1}{6}\, \frac{Z_2}{4p}\left(\frac{Z_2^2}{8p^2} + 1\right)\frac{1}{Z_2^2}\, \frac{k_{C3}}{k_{C2}} + \frac{1}{Z_2^2}\, \frac{Z_2^2}{16p^2}\, \frac{1}{2}\, \frac{b'_p}{t_2}. \quad (44)$$

Dar în concordanță cu figura 2 se poate exprima mărimea:

$$b'_p = (1 - \gamma)\tau, \quad (45a)$$

$$b_p = \left(1 - \frac{\frac{Z_2}{2p} - 1}{\frac{Z_2}{2p}}\, \gamma\right)\tau. \quad (45b)$$

Deci:

$$S_f = \frac{1}{6}\, \frac{Z_2}{4p}\left(\frac{Z_2^2}{8p^2} + 1\right)\frac{1}{Z_2^2}\, \frac{k_{C3}}{k_{C2}} +$$

$$+ \frac{1}{Z_2^2}\, \frac{Z_2^2}{16p^2}\, \frac{1}{2}\, (1 - \gamma)\, \frac{\tau}{t_2} =$$

$$= \frac{1}{6}\, \frac{Z_2}{4p}\left(\frac{Z_2^2}{8p^2} + 1\right)\frac{1}{Z_2^2}\, \frac{k_{C3}}{k_{C2}} + \frac{1}{16p^2}\, \frac{1}{2}\, \frac{1}{\gamma}\, (1 - \gamma)\, \frac{Z_2}{2p}. \quad (46)$$

Rezultă expresia coeficientului scăpărilor suplimentare (diferențiale):

$$\tau_{f\delta} = 4\pi^2 p^2 \frac{1}{k_{wf}^2} \gamma \left[\frac{1}{6} \left(\frac{Z_2^2}{8p^2} + 1 \right) \frac{1}{2} \frac{1}{Z_2^2} \frac{k_{C3}}{k_{C2}} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{16p^2} \frac{1}{2} \frac{1}{\gamma} (1 - \gamma) \right] k_d - 1. \quad (47)$$

$$\tau_{f\delta} = 64 p^2 k_a^2 \gamma \left[\frac{1}{6} \left(\frac{Z_2^2}{8p^2} + 1 \right) \frac{1}{2} \frac{1}{Z_2^2} \frac{k_{C3}}{k_{C2}} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{16p^2} \frac{1}{2} \frac{1}{\gamma} (1 - \gamma) \right] k_d - 1. \quad (48)$$

Dacă numărul Z_2 este foarte mare, adică $Z_2 \to \infty$, iar $k_d \approx 1$ și $k_{C3}/k_{C2} \approx 1$, atunci se obține expresia:

$$\tau_{f\delta} = \frac{\pi^2}{8} \frac{1}{k_{wf}^2} \left[\frac{1}{3} \gamma + (1 - \gamma) \right] - 1, \quad (49)$$

sau:

$$\tau_{f\delta} = 2 k_a^2 \left(1 - \frac{2}{3} \gamma \right) - 1. \quad (50)$$

5. Expresiile parametrilor înfășurării de excitație raportați la înfășurarea indusului

Rezultă următoarele expresii:

$$R_f = \frac{F_1}{f \Phi_N} \frac{1}{8} \frac{k_d^2}{(w_f k_{wf})^2} \rho, \quad \text{u.r.} \quad (51)$$

$$X_{\sigma f} = \frac{2\pi \mu_0 F_1}{\Phi_N} p \frac{k_d^2}{k_{wf}^2} \left(\lambda_{cd} \frac{l_{2Fe}}{Z_2} + \frac{1}{p} k_f \tau \right) +$$

$$+ \tau_{f\delta} X_{ad}, \quad \text{u.r.} \quad (52)$$

$$R_f = \frac{F_1}{f \Phi_N} \frac{2}{\pi^2} \frac{k_d^2 k_a^2}{w_f^2} \rho, \quad \text{u.r.} \quad (53)$$

$$X_{\sigma f} = \frac{2\pi \mu_0 F_1}{\Phi_N} \frac{16}{2} p k_d^2 k_a^2 \left(\lambda_{cd} \frac{l_{2Fe}}{Z_2} + \frac{1}{p} k_f \tau \right) +$$

$$+ \tau_{f\delta} X_{ad} \quad \text{u.r.} \quad (54)$$

6. Parametrii înfășurării de excitație pentru cazul cînd se consideră circuitele mașinii separat

$$X_a = 2\pi f \mu_0 \frac{\tau}{\delta} l_i \frac{1}{Z_N}, \quad (55)$$

$$X_{uf} = X_a \, 2 \frac{\gamma}{\frac{Z_2}{2p}} S_f w_f^2 16 \cdot 2p \, p^2 \frac{1}{k_{C1} k_{C3}}, \quad (56)$$

$$X_{fad} = X_a \, m \, w \, k_w \, w_f \, k_{wf} \frac{1}{\pi} \frac{4}{\pi}, \quad (57)$$

$$X_{adf} = \frac{2}{m} X_{fad}, \quad (58)$$

$$R_f = \rho \frac{w_f l_{wf} 2p}{s_f} 2p \frac{1}{Z_N}, \quad (59)$$

$$X_{\sigma f} = 2\pi f \mu_0 16 p^2 w_f^2 \lambda_{\sigma f}, \quad (60)$$

$$\lambda_{\sigma f} = \lambda_{cd} \frac{l_{2Fe}}{Z_2} + \frac{1}{p} k_f \tau, \quad (61)$$

$$k_f \approx 0{,}1 \quad (61a)$$

$$X_{Ddnf} = X_{uDdn} w_f, \quad (62)$$

$$X_{fDdn} = X_{Ddnf}. \quad (63)$$

Notațiile utilizate sînt aceleași ca în lucrarea [5].

7. Exemplu de calcul

Se va calcula reactanța de scăpări raportată la înfășurarea indusului a unei mașini sincrone cu poli înecați. Datele mașinii sînt următoarele: $p = 3$; $Z_2 = 36$; $Z_2' = 54$; $l_2 = 0{,}25$ m; $\tau = 0{,}3$ m; $\gamma = 2/3$, $F_1 = 10\,000$ A; $\Phi_N = 7 \cdot 10^{-2}$ Wb; $X_{ad} = 1{,}2$ u.r.; $\lambda_{cd} = 2{,}80$.

Se va admite $k_{C3}/k_{C2} \approx 1$, iar $k_d \approx 1$.

Se va calcula valoarea reactanței de scăpări a înfășurării de excitație cu expresiile mai precise. Se calculează succesiv:

$$k_a = \frac{\pi}{4} \frac{1}{\frac{k_{C3}}{k_{C2}} \frac{2p}{Z_2} \sin \left(\gamma \frac{\pi}{2} \right) \frac{1}{\sin \left(\frac{\gamma}{\frac{Z_2}{2p}} \frac{\pi}{2} \right)} +} =$$

$$+ \left(1 - \frac{k_{C3}}{k_{C2}} \right) \cos (1 - \gamma) \frac{\pi}{2}$$

$$= \frac{\pi}{4} \frac{1}{1 \cdot \frac{2 \cdot 3}{36} \frac{\sin \left(\frac{2}{3} 90^\circ \right)}{\sin \left(\frac{\frac{2}{3}}{\frac{36}{2 \cdot 3}} 90^\circ \right)} +} = 0{,}945,$$

$$+ (1 - 1) \cos \left[\left(1 - \frac{2}{3} \right) 90^\circ \right].$$

$$\tau_{f\delta} = 64\,p^2\,k_a^2\,\gamma\left[\frac{1}{6}\left(\frac{Z_2^2}{8p^2}+1\right)\frac{1}{2}\frac{1}{Z_2^2}\frac{k_{C3}}{k_{C2}}+\right.$$

$$\left.+\frac{1}{16p^2}\frac{1}{2}\frac{1}{\gamma}(1-\gamma)\right]k_a - 1 =$$

$$=64\,(3)^2\,(0{,}945)^2\,\frac{2}{3}\left[\frac{1}{6}\left(\frac{(36)^2}{8\cdot 3^2}+1\right)\frac{1}{2}\,\frac{1}{(36)^2}\,1+\right.$$

$$\left.+\frac{1}{16(3)^2}\frac{1}{2}\frac{1}{\frac{2}{3}}\left(1-\frac{2}{3}\right)\right]-1 = 0{,}014.$$

$$X_{\sigma f}=\frac{2\pi\mu_0 F_1}{\Phi_N}\frac{16}{\pi^2}pk_d^2k_a^2\left(\lambda_{cd}\frac{l_2}{Z_2}+\frac{1}{p}k_f\tau\right)+\tau_{f\delta}X_{ad}=$$

$$=\frac{2\pi 4\pi\cdot 10^{-7}\cdot 10^4}{7\cdot 10^{-2}}\frac{16}{\pi^2}3\cdot 1\,(0{,}945)^2\left(2{,}80\frac{0{,}25}{36}+\right.$$

$$\left.+\frac{1}{3}0{,}1\cdot 0{,}30\right)+0{,}025\cdot 1{,}2 = 0{,}160 \text{ u.r.}$$

Se va calcula valoarea reactanței de scăpări a înfășurării de excitație cu expresiile aproximative. Se calculează succesiv:

$$k_a = \frac{\pi^2\gamma}{8\sin\frac{\gamma\pi}{2}} = \frac{\pi^2\frac{2}{3}}{8\sin\left(\frac{2}{3}\,90^\circ\right)} = 0{,}95,$$

$$\tau_{f\delta} = 2k_a^2\left(1-\frac{2}{3}\gamma\right)-1 =$$

$$= 2(0{,}95)^2\left(1-\frac{2}{3}\cdot\frac{2}{3}\right)-1 = 0{,}00277,$$

$$X_{\sigma f} = \frac{2\pi\,\mu_0 F_1}{\Phi_N}\frac{16}{\pi^2}p\,k_d^2\,k_a^2\left(\lambda_{cd}\frac{l_2}{Z_2}+\frac{1}{p}k_f\tau\right)+$$

$$+\,\tau_{f\delta}X_{ad} = \frac{2\pi\cdot 4\pi\cdot 10^{-7}\cdot 10^4}{7\cdot 10^{-2}}\frac{16}{\pi^2}3\cdot 1(0{,}95)^2\cdot$$

$$\cdot\left(2{,}80\frac{0{,}25}{36}+\frac{1}{3}0{,}1\cdot 0{,}30\right)+0{,}00277\cdot 1{,}2 = 0{,}149 \text{ u.r.}$$

După lucrarea [3] se obține:

$$X_{\sigma f} > 1{,}2 \text{ u.r.},$$

adică o valoare inacceptabil de mare.

Concluzii

În lucrare au fost stabilite expresii de calcul pentru parametrii electrici ai înfășurării de excitație ai mașinii sincrone cu poli înecați, obținînd rezultate care sînt utile pentru proiectare și care nu erau cunoscute în literatură. De asemenea, s-a arătat că unele din expresiile stabilite în literatură conduc la rezultate exagerat de mari. Caracteristicile calculate cu expresiile stabilite în lucrare au condus la rezultate în deplină concordanță cu rezultatele experimentale.

NOTAȚIILE UTILIZATE

B_M — valoarea maximă a inducției magnetice produse în axa longitudinală de armonica fundamentală a tensiunii magnetice, cînd lățimea întrefierului echivalent în axa longitudinală este $k_{C_1}k_{C_3}\delta$;

b_p — lungimea pasului dintelui mare;

b'_p — lungimea arcului efectiv al dintelui mare;

F_1 — amplitudinea armonicii fundamentale a tensiunii magnetomotoare a indusului, pe pol, $F_1 = \frac{1}{p}\frac{m\sqrt{2}}{\pi}wk_w$;

f — frecvența;

I_f — valoarea eficace a intensității curentului în înfășurarea de excitație, raportată la înfășurarea indusului;

I_{wf} — valoarea eficace a intensității curentului în înfășurarea de excitație, neraportată la înfășurarea indusului;

k_a — factor care reprezintă raportul dintre amplitudinea inducției magnetice rezultante și amplitudinea armonicii fundamentale a inducției magnetice din întrefier produse de înfășurarea de excitație;

k_{C1} — factorul lui Carter determinat de crestăturile statorului;

k_{C2} — factorul lui Carter determinat de crestăturile din zona bobinată a rotorului;

k_{C3} — factorul lui Carter determinat de crestăturile din zona nebobinată a rotorului;

k_d — raportul dintre amplitudinea armonicii fundamentale a curbei inducției magnetice în întrefier, în axa longitudinală, în cazul în care întrefierul are valori diferite în zonele nebobinată și bobinată ale rotorului și amplitudinea inducției magnetice în întrefier, în axa longitudinală, în cazul în care întrefierul ar fi uniform și egal cu valoarea întrefierului echivalent în axa polului, produse de armonica fundamentală a tensiunii magnetice a înfășurării statorului;

k_f — coeficient de scăpări specific pe unitatea de lungime a pasului polar rotoric;

k_w — factorul de înfășurare al înfășurării indusului pentru armonica fundamentală;

k_{wf} — factorul de înfășurare al înfășurării de excitație;

l_i — lungimea ideală a mașinii;

l_{wf} — lungimea medie a spirei rotorului;

l_{2f} — lungimea medie a părții frontale a spirei rotorului;

l_{2Fe} — lungimea pachetelor de material feromagnetic ale rotorului;

m — numărul de faze ale înfășurării indusului;

p — numărul de perechi de poli;

R_f — rezistența înfășurării de excitație, raportată la înfășurarea indusului (relațiile (51) și (53)) și neraportată la înfășurarea indusului (relația (59));

R_{wf} — rezistența înfășurării de excitație, neraportată la înfășurarea indusului;

s_f — aria secțiunii transversale a spirei rotorului;

t_2 — pasul crestăturilor rotorului;

w — numărul de spire al înfășurării indusului pe fază;

w_f — numărul de spire pe pol al înfășurării de excitație;

$X_a = \omega L_a$ — reactanță, notație;

$X_{adf} = \omega L_{adf}$ — reactanța mutuală ciclică între înfășurarea indusului și înfășurarea de excitație;

$X_{Ddnf} = \omega L_{Ddnf}$ — reactanța mutuală dintre circuitul format în axa longitudinală de barele cu numărul de ordine n ale coliviei înfășurării de amortizare și înfășurarea de excitație;

$X_{fad} = \omega L_{fad}$ — reactanța mutuală ciclică între înfășurarea de excitație și înfășurarea indusului;

$X_{fDdn} = \omega L_{fDdn}$ — reactanța mutuală dintre înfășurarea de excitație și circuitul format în axa longitudinală de barele cu numărul de ordine n ale coliviei înfășurării de amortizare;

$X_{uf} = \omega L_{wuf}$ — reactanța utilă a înfășurării de excitație, corespunzătoare cîmpului magnetic total produs în întrefier, neraportată la înfășurarea indusului;

$X_{uf\delta} = \omega L'_{uf\delta}$ — reactanța utilă a înfășurării de excitație, corespunzătoare cîmpului magnetic total produs în întrefier, raportată la înfășurarea indusului;

$X_{\sigma f}$ — reactanța de scăpări a înfășurării de excitație, raportată la înfășurarea indusului (relațiile (52) și (54)) și neraportată la înfășurarea indusului (relația (60));

Z_N — impedanța nominală pe fază;

$Z_{\sigma f}$ — impedanța de dispersie a înfășurării de excitație, raportată la înfășurarea indusului.

$Z_{\sigma wf}$ — impedanța de dispersie a înfășurării de excitație, neraportată la înfășurarea indusului;

Z_2 — numărul de crestături bobinate ale rotorului;

Z'_2 — numărul de crestături fictive ale rotorului, cu același pas ca și crestăturile bobinate, dar dispuse pe întreaga circumferință a rotorului;

γ — raportul dintre lungimea arcului zonei bobinate și lungimea totală a arcului polar;

δ_x — lățimea întrefierului echivalent pentru coordonata x.

δ — lățimea minimă a întrefierului în axa longitudinală (axa polului);

λ_c — permeanța geometrică specifică pe unitatea de lungime a crestăturii rotorului;

λ_d — permeanța geometrică specifică pe unitatea de lungime între capetele dinților rotorici;

λ_{cd} — permeanța geometrică specifică pe unitatea de lungime a crestăturii și dintelui rotoric;

λ_{fr} — permeanța geometrică specifică pe unitatea de lungime a părții frontale a spirelor rotorului;

ρ — rezistivitatea conductorului spirei rotorului;

τ — lungimea pasului polar rotoric;

$\tau_{f\delta}$ — coeficientul scăpărilor suplimentare (diferențiale) în întrefier ale înfășurării de excitație;

Φ_N — amplitudinea armonicii fundamentale a fluxului magnetic nominal;

$$\Phi_N = \frac{U_N}{\pi \sqrt{2}\, f w k_w},$$

μ_0 — permeabilitatea vidului (constanta magnetică);

ω — pulsația.

Bibliografie

[1] *Postnikov, I. M.* Proiectarea mașinilor electrice (traducere din limba rusă). Editura energetică de stat, București, 1954.

[2] *Sergeev, P. S., Vinogradov, N. V., Gorjainov, F. A.* Proektirovanie električeskih mašin. Moskva, Energija, 1969.

[3] *Danilevici, Ia. B., Dombrovski, V. V., Kazovski, E. Ia.* Parametrii mașinilor de curent alternativ (traducere din limba rusă). București, Editura tehnică, 1968.

[4] *Nicolaide, A.* Untersuchung der Dämpferwicklung und des natürlichen Dämpfersystems der Schenkelpol-Synchronmaschinen. In: Archiv für Elektrotechnik, **53**, Bd., **2**. Heft, 1969, S. 100—120.

[5] *Nicolaide, A.* Untersuchung der Charakteristiken des asynchronen Betriebes der Synchronmaschine mit Schenkelpolen und Dämpferwicklung. In: Archiv für Elektrotechnik, **57**, 1975, S. 31—41.

CZ 621.314.25 : 621.3.027.2

TRANSFORMATOARE TRIFAZATE
JOASĂ TENSIUNE
PERFORMANȚE

Serie unitară de transformatoare trifazate uscate de puteri 1...315 kVA și tensiuni pînă la 1000 V

ADRIAN MEREANU, VALERIA JILETCOVICI, NĂSTASE BICHIR, MIHAELA RIZEANU, VALERIUS STANCIU* — BUCUREȘTI

În cadrul Institutului de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică cu colaborarea Institutului politehnic — București și a Ministerului Industriei de Mașini-Unelte, Electrotehnică și Electronică — Direcția tehnică, a fost proiectată în anul 1982 o serie unitară de transformatoare trifazate uscate cu destinație specială, cu puteri de la 1 la 315 kVA și tensiuni pînă la 1 000 V. Transformatoarele de joasă tensiune se utilizează în instalațiile electrice de acționare din industrie, în asociație cu convertizoare statice de frecvență, funcționînd în încăperi închise, cu atmosferă lipsită de vapori corozivi, inflamabili sau explozivi, fără pulberi conducătoare de electricitate sau substanțe active chimic. Asimilarea acestor produse a început la întreprinderea „Electrocontact" — Botoșani.

În urma unui studiu de necesitate privind transformatoarele trifazate uscate [1], s-a constatat că într-o anumită gamă de puteri și tensiuni este necesară organizarea și încadrarea tipurilor existente într-o serie unitară, organizare ce are unele avantaje cum sînt: creșterea rentabilizării producției prin adaptarea unor echipamente de mare productivitate, micșorarea gamei tipodimensiunilor pentru materiale și semifabricate, tipizarea elementelor constructive etc. În plus, se permite alegerea facilă pe baza datelor de catalog a acestor produse, în momentul proiectării unei instalații electrice care le conține.

Seria de transformatoare cuprinde variantele: normală, navală, THA 2, altitudine și frigidus. Seriile de produse destinate să funcționeze în condiții climatice speciale sînt derivate ale seriei normale, avînd, în principal, aceeași concepție constructivă și același nivel ridicat al performanțelor tehnico-economice.

Prezentul articol se referă, în principal, la seria normală ce este destinată să funcționeze în următoarele condiții de mediu ambiant: temperatură între —15°C și 40°C, umiditate relativă maximum 80% la 20°C și altitudini pînă la 1 000 m, avînd caracteristicile electrice nominale specificate în tabelul 1. Cîteva transformatoare din seria unitară normală pot fi văzute în fotografia din figura 1.

Tabelul 1

Caracteristicile electrice nominale ale transformatoarelor trifazate uscate din seria unitară

— Tensiunea nominală: 380/254—440 V

— Grupa de conexiuni: D_d—0, Dy—11

Puterea nominală kVA	Pierderi nominale		U_{sc}, %	I_0, %
	P_{sc}, W	P_0, W		
1	85	45	7,7	40
1,25	95	50	6,5	35
1,6	105	55	6,8	28
2	120	60	5,5	25
2,5	140	65	5,2	22
3	165	70	5,1	20
4	195	75	5	16
5	220	85	5	16
6,3	260	90	5	14
8	300	100	4,8	14
10	400	150	4,6	13
12,5	450	180	4,6	13
16	630	200	5	12
20	680	220	4	11
25	780	250	4	9
31,5	950	270	4,2	7
40	1100	300	4,8	7
50	1300	330	4,5	7
63	1450	400	4,5	7
80	1700	450	4,2	7
100	2100	500	4,3	5
125	2400	550	4	5
160	2900	670	4,5	5
200	3500	850	4,5	4
250	4000	1000	4,2	4
315	5000	1100	4,2	4

Transformatoarele corespund normei tehnice de ramură, E 2616/1—82 care este în concordanță cu STAS 3532—73 și STAS 1703—80.

* Dr. ing. *Mereanu Adrian*, ing. *Jiletcovici Valeria* — Institutul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică (ICPE) București;
Conf. dr. ing. *Bichir Năstase*, ing. *Rizeanu Mihaela* — Institutul politehnic — București.
Dr. ing. *Stanciu Valerius* — MIMUEE-DT — București.

1. Condiții tehnice

Transformatoarele trifazate sînt în construcție uscată, cu răcire în aer, grad de protecție IP-OO, conform STAS 5325-79, clasă de izolație *F*.

Miezul magnetic este realizat din tablă electrotehnică, laminată la rece, cu cristale orientate.

Miezurile transformatoarelor cu puteri de la 25 la 315 kVA sînt cu îmbinări la 45°, fiind împachetate cu două tole pe ciclu.

Înfășurările sînt de tip cilindric, stratificat din conductoare de cupru, cele rotunde izolate cu email, iar cele dreptunghiulare cu email și fire de sticlă.

Capetele înfășurărilor se scot la placa de borne unde se realizează conexiunile conform grupei corespunzătoare.

Transformatoarele sînt prevăzute cu urechi de ridicare și sanie, au de asemenea bornă de punere la pămînt marcată corespunzător.

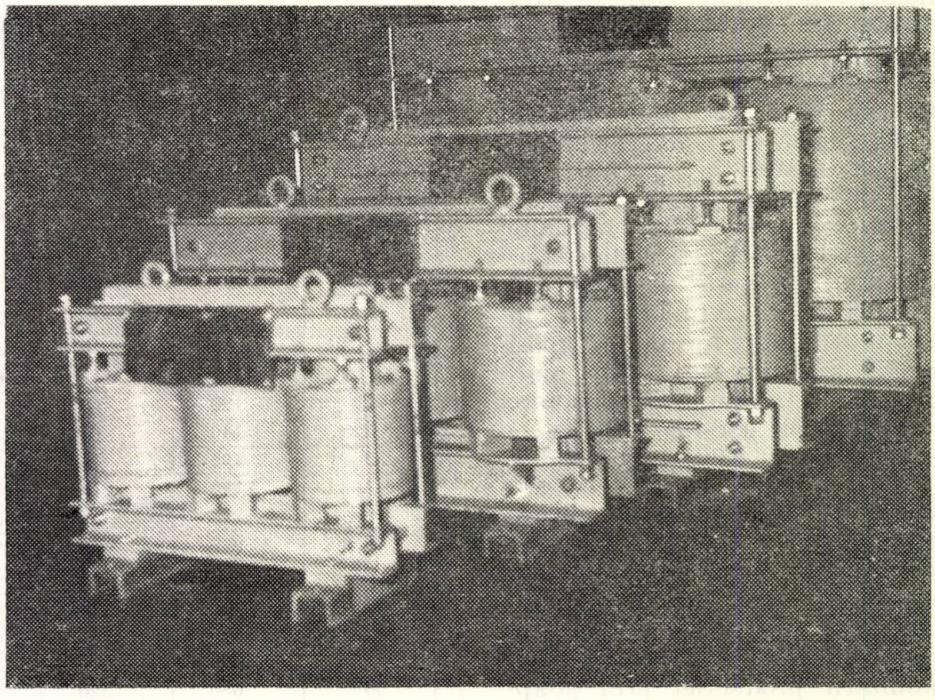


Fig. 1

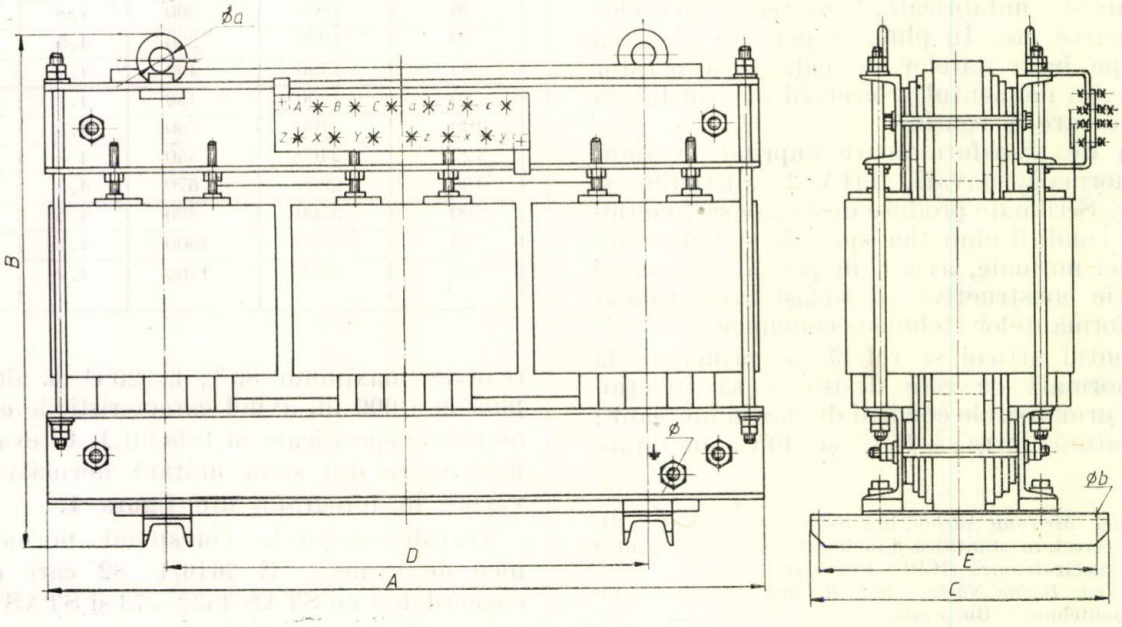


Fig. 2

Dimensiunile de gabarit și cotele de montaj sînt indicate în desenul din figura 2 și tabelele 2, 3 și 4.

În cazul aplicării unei tensiuni de 1,1 sau 1,5 U_n, curentul de mers în gol nu trebuie să depășească valorile indicate în tabelul A.

Transformatoarele sînt proiectate pentru frecvența de 50 Hz, dar pot funcționa și la frecvența de 60 Hz, fără a se modifica puterea nominală, dacă tensiunea de alimentare rămîne aceeași sau depășește cu cel mult 15% tensiunea nominală de la frecvența de 50 Hz.

Tabelul 2

Dimensiuni principale și greutatea transformatoarelor trifazate uscate cu puteri de la 1 la 4 kVA

Puterea nominală	Dimensiuni								Masa
	A	B	C	D	E	Øa	Øb	Ø	
kVA	mm	mm	mm	mm	mm	mm	mm	mm	kg
1	360	220	145	230	75	11	11	M.6	19
1,25	360	230	150	230	82				21
1,6	360	230	150	230	82				22
2	380	250	150	240	90				29
2,5	380	260	160	240	90				31
3	380	280	160	240	94				35
4	390	300	160	250	94				40

Tabelul 3

Dimensiunile principale și greutatea transformatoarelor trifazate uscate cu puteri de la 5 la 160 kVA

Puterea nominală	Dimensiuni								Masa
	A	B	C	D	E	Øa	Øb	Ø	
kVA	mm	mm	mm	mm	mm	mm	mm	mm	kg
5	460	375	260	300	190	20	11	M.8	68
6,3	460	385	260	300	190				73
8	490	395	270	330	200				87
10	490	409	270	330	200				92
12,5	570	419	280	380	210				111
16	570	434	280	380	210				116
20	610	505	300	410	230				160
25	700	505	300	460	230				180
31,5	720	530	350	480	270				205
40	760	520	360	510	270	24			230
50	800	553	390	530	310				275
63	840	568	390	560	310				340
80	880	600	400	590	310			M.10	405
100	950	650	500	630	360	28	17	M.12	500
125	970	690	500	650	360				550
160	1020	690	540	680	410				640

Tabelul 4

Dimensiunile principale și greutatea transformatoarelor trifazate uscate cu puteri de la 200 la 315 kVA

Puterea nominală	Dimensiuni								Masa
	A	B	C	D	E	Øa	Øb	Ø	
kVA	mm	mm	mm	mm	mm	mm	mm	mm	kg
200	1070	760	610	720	410	34	17	M.12	780
250	1120	865	630	750	460				910
315	1150	940	640	770	460				1050

Tabelul A

S_n, kVA	1—8	10—40	50—80	100—315
i_0 la 1,1 U_n, %	55	40	25	15
i_0 la 1,15 U_n, %	65	55	40	25

Toleranțele impuse parametrilor electrici nominali sînt: tensiune secundară în gol ±3%, pierderi de mers în gol +15%, pierderi de scurtcircuit +10%, pentru tensiunile de scurtcircuit din tabelul 1.

Rezistența de izolație între cele două înfășurări (primară și secundară), cît și între fiecare dintre ele și masă este de minim 10 MΩ în stare rece și uscată și 1 MΩ în stare caldă sau umedă.

Rigiditatea dielectrică a pieselor izolante este suficient de mare, astfel încît transformatoarele rezistă în bune condiții la următoarele verificări:

a — verificarea cu tensiune aplicată, de valoare 2 500 V, pentru transformatoarele cu tensiuni pînă la 660 V, inclusiv, și 3 000 V, pentru transformatoarele cu tensiuni pînă la 1 000 V. Frecvența tensiunii de încercare va fi nominală sau de minimum 80% din frecvența nominală;

b — verificarea cu tensiune indusă de valoare $2U_n$ și frecvență mărită.

2. Criterii de calcul și proiectare

Realizarea seriilor unitare a avut la bază următoarele obiective: elaborarea unei construcții unitare, tipizarea elementelor constructive și a tehnologiilor, optimizarea tehnico-economică a seriei, în ansamblu.

La calculul seriilor de transformatoare s-a stabilit, încă de la început, drept criteriu de optimizare costul minim al materialelor active (în special cupru) corelat cu încadrarea în anumite limite admisibile a nivelului pierderilor de scurtcircuit P_{sc}, pierderilor de mers în gol P_0, a valorilor tensiunii de scurtcircuit u_{sc} și a curentului de mers în gol i_0.

Parametrii constructivi supuși tipizării au fost următorii:

— diametrul coloanei D_c care determină: minimizarea numărului de lățimi de tolă și minimizarea numărului de șabloane pentru înfășurarea interioară;

— lățimea sau lungimea ferestrei circuitului magnetic care determină: minimizarea numărului de lungimi de tolă, minimizarea numărului de repere similare ale sistemului de strîngere (profile de strîngere, tiranți, buloane etc.);

— secțiunea conductorului de bobinaj, care determină minimizarea numărului tipodimensiunilor de conductoare, ținînd seama de relația specifică seriei, existentă între valorile curenților nominali.

3. Analiza caracteristicilor tehnice ale seriei unitare

La toate transformatoarele din seria unitară 1...315 kVA, solicitările electromagnetice au atins valori relativ ridicate față de cele obișnuite pînă acum, în construcția transformatoarelor uscate [2]. Acest lucru a fost posibil, atît datorită calităților superioare ale materialelor folosite: tablă silicioasă laminată la rece cu cristale orientate, materiale electroizolante (inclusiv izolația conductorului) de clasă *F*, cît și datorită soluțiilor constructive adoptate în scopul îmbunătățirii condițiilor de răcire a înfășurărilor [4], [5], [6].

Astfel, inducția în coloană B_c are valori cuprinse în intervalul 1,54...1,62 T, iar densitatea de curent J variază între 2,5 și 3,6 A/mm². Încălzirea maximă a bobinelor nu a fost impusă la limita maximă 100°C, cît admite clasa de izolație *F*, ci numai 85°C pentru a permite realizarea transformatoarelor la puterea și gabaritul constant, pentru condiții de climat THA 2 (temperatura mediului ambiant +55°C) și pentru altitudini mai mari de 1 000 m. În această situație seria de transformatoare normale prezintă o rezervă termică corespunzătoare unei eventuale suprasarcini de 5...7%. Pentru îmbunătățirea condițiilor de răcire a fost adoptată construcția următoare: înfășurări fără carcasă, cu canale de răcire longitudinale și transversale de dimensiuni corespunzătoare, în scopul asigurării unei circulații libere, eficiente a aerului.

Respectînd obiectivul tipizării, dimensiunile principale ale miezului celor șapte tipodimensiuni pentru subseria 1...4 kVA se execută numai cu trei lățimi de tolă, secțiunea coloanei reglîndu-se din grosimea pachetelor de tole. Totodată, s-a redus numărul șabloanelor înfășurărilor interioare și exterioare la 6, iar profilele de strîngere ale miezului la 3. S-a realizat un număr redus și pentru lungimile tolelor, astfel încît să fie folosite aceleași tole de jug pentru puterile de 1, 1,2, 1,6 respectiv pentru puterile 2, 2,5, 3 kVA.

Numărul tipodimensiunilor conductoarelor se poate reduce, în general, datorită relației între puterile seriei care cresc în progresie geometrică cu rația în jurul valorii de 1,25 și a proprietății că puterile, respectiv curenții, la transformatorul de ordinul $p + 3$ se dublează față de ale celui de ordinul p, cum se vede în tabelul 1 (putîndu-se utiliza același conductor în grupe de conductoare în paralel pe calea de curent). Totodată, pentru diferite rapoarte de transformare ale transformatoarelor seriei pot apare și alte moduri de combinare a unor conductoare pentru secțiunile care rezultă în primar și secundar. Astfel, pentru tensiunile de 380/254 V, utilizate la seria de bază, unde:

$$\frac{I_{2n}}{I_{1n}} \approx \frac{U_{1n}}{U_{2n}} = 1{,}496,$$

se constată că $I_{2np} \approx I_{1n\,(p+2)}$ adică curentul secundar I_{2np} la transformatorul de ordinul p este practic egal cu cel primar al transformatorului de ordinul $p + 2$, deci și secțiunile conductoarelor. În aceste ipoteze a rezultat, pentru întreaga serie, un număr de 29 tipodimensiuni de conductoare pentru 52 înfășurări, cu posibilități de reducere în continuare, dar cu o creștere relativă a consumului de cupru.

Nivelul pierderilor transformatoarelor acestei serii are valori relativ mici față de în construcțiile anterioare, precum și greutatea, gabaritul și consumurile de materiale (active și electroizolante).

Transformatoarele au fost supuse la următoarele încercări: verificarea de ansamblu și a aspectului, a raportului de transformare în gol și a grupei de conexiuni; măsurarea rezistențelor înfășurărilor în c.c.; determinarea pierderilor și a curentului de mers în gol; determinarea pierderilor de scurtcircuit și a tensiunii de scurtcircuit; verificarea izolației (stare uscată și umedă), încălzirii, acoperirilor și gradului de protecție [3], [7],— încercări la care prototipurile transformatoarelor realizate au corespuns.

4. Metodică de proiectare pe calculator a seriei de transformatoare trifazate uscate

Proiectarea seriei de transformatoare, unitare din punct de vedere al soluției constructive, dimensiunilor, performanțelor și parametrilor electromagnetici, permite utilizarea unui program de calcul ce adaptează principiile proiectării clasice a transformatoarelor uscate la caracteristicile particulare ale seriilor prezentate.

Proiectarea pe calculator devine o necesitate în momentul în care se ia în considerare numărul mare de tipodimensiuni ce formează fiecare serie.

Metodica elaborată, în vederea realizării de către Centrul de calcul — ICPE a programului pe calculator, a fost construită pe modelul clasic al proiectării transformatoarelor uscate și cuprinde următoarele etape:

— calculul electromagnetic preliminar;
— calculul pierderilor și tensiunii de scurtcircuit;

— dimensionarea circuitului magnetic;
— calculul consumului de materiale active;
— calculul pierderilor și curentului de mers în gol;
— calculul termic;
— calculul costului materialelor active.

Restricțiile impuse mărimilor parametrilor electromagnetici și geometrici, numărul gradelor de libertate admise în variația acestora, valorile acestor parametri, variabile de la o unitate la alta, avînd în vedere gama relativ extinsă a puterilor seriei și în același timp caracterul unitar al seriei, în sensul păstrării aceloraşi idei constructive de bază: aceeași schemă de izolație, același sistem de montaj și de asemenea, același nivel al performanțelor electromagnetice în funcționare, constituie un ansamblu de criterii de care s-a ținut seama în elaborarea acestei metodici de proiectare.

Problema este cu atît mai dificilă, cu cît, unul din principalele obiective urmărite fiind economia de materiale, se impune utilizarea unui număr cît mai mic de dimensiuni de conductoare și de lățimi ale pachetelor de tole.

În același timp, algoritmul conceput permite, cu o fază anterioară proiectării, optimizarea soluției de ansamblu, prin determinarea unui set de dimensiuni geometrice, care să asigure un preț de cost minim, în cele mai bune condiții de satisfacere a performanțelor în funcționare.

Optimizarea se realizează în principal pe ansamblul seriei, și pe fiecare tip în parte, între tipuri cu repere tipizate.

Pentru a facilita trecerea de la etapa de optimizare la cea de proiectare și în același timp pentru a realiza restrîngerea la maximum a gamei sortimentale de materiale și piese componente, algoritmul de proiectare prevede alegerea, în cazul fiecărei puteri, a diametrului coloanei, a dimensiunilor de conductoare, a lățimii canalului de dispersie și a canalelor de răcire și a altor dimensiuni geometrice dintr-un domeniu restrîns, care permite situarea, cu o dispersie acceptabilă, a tipodimensiunilor seriei într-un șir convergent.

Astfel, de exemplu, valoarea diametrului coloanei cu care se pornește în calculul electromagnetic este o valoare care se încadrează pe o curbă stabilită în etapa preliminară proiectării seriei.

Așa cum a fost conceput algoritmul, programul de calcul furnizează, la fiecare putere mai multe variante constructive care diferă prin configurația și dimensiunile miezului și prin tipurile de conductoare, urmînd ca adaptarea uneia dintre variante să fie făcută după criteriul prețului de cost și energetic minime.

Acest sistem permite o diversificare largă a tipodimensiunilor, apariția unor serii derivate, interschimbabilitatea reperelor de la un tip la altul, proiectarea tipodimensiunilor ce aparțin seriei în construcție navală, pentru climat THA 2 și pentru altitudine.

Utilizarea acestui program de calcul are drept principale avantaje: scurtarea considerabilă a timpului de proiectare cu asigurarea, în același timp, a concepției unitare a întregii serii, furnizarea mai multor variante la aceeași putere, utilizînd un număr minim de dimensiuni de conductoare și de tole, furnizarea de date pentru un studiu tehnico-economic asupra seriei.

5. Analiza performanțelor seriei unitare

Seria unitară de transformatoare, proiectată pe baza soluțiilor constructive stabilite pentru tipurile reprezentative a ținut seama de graficele de variație a principalilor parametri dimensionali și coeficienți specifici, în funcție de putere: diametrul coloanei, miezului, înălțimea înfășurării, numărul de spire, pierderi specifice, greutăți specifice.

Tabelul 5

Sinteza parametrilor ce caracterizează limitele de variație a dimensiunilor geometrice

Nr. crt.	Parametrul	Subseria 1—4 kVA	Subseria 5—315 kVA
1	$R_m = \frac{h_m}{l_m}$	0,6...0,9	0,7 ...0,9
2	$R_f = \frac{h_f}{l_f}$	1,2...2,4	1,4 ...2,8
3	$R_s = \frac{s_j}{s_c}$	1	1,05...1,15
4	$R_b = \frac{h_{b\,ex}}{d_{b\,ex}}$	0,5...1,1	0,7 ...1,3
5	Numărul treptelor	2...3	3 ...6

Avînd la bază criteriul optimizării tehnico-economice, proiectarea asistată de calculator a condus la anumite dimensiuni geometrice. Raportul principalelor dimensiuni geometrice și limitele de variație ale acestora se dau în tabelul 5 unde s-au notat cu:

h_m — înălțimea miezului;
l_m — lungimea miezului;
h_f — înălțimea ferestrei;
l_f — lățimea ferestrei;
s_c — secțiunea coloanei;
s_j — secțiunea jugului;
h_{bex} — înălțimea înfășurării exterioare;
d_{bex} — diametrul înfășurării exterioare.

Variația pierderilor specifice (de mers în gol, în scurtcircuit și totale) pentru subseria 5—315 kVA este arătată în figura 3.

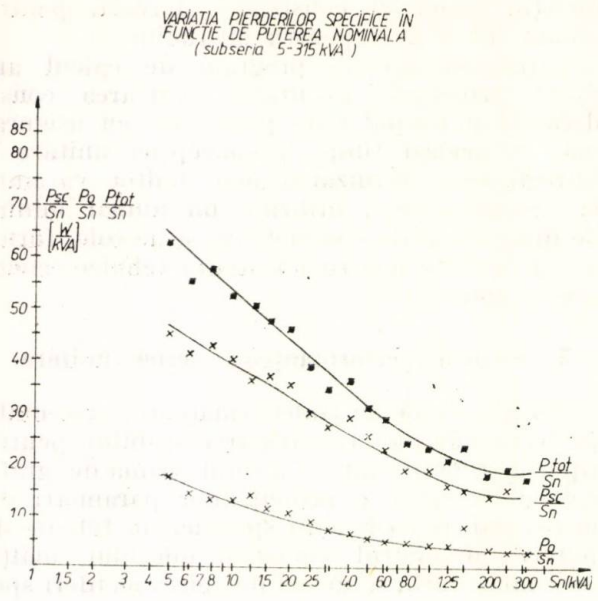


Fig. 3

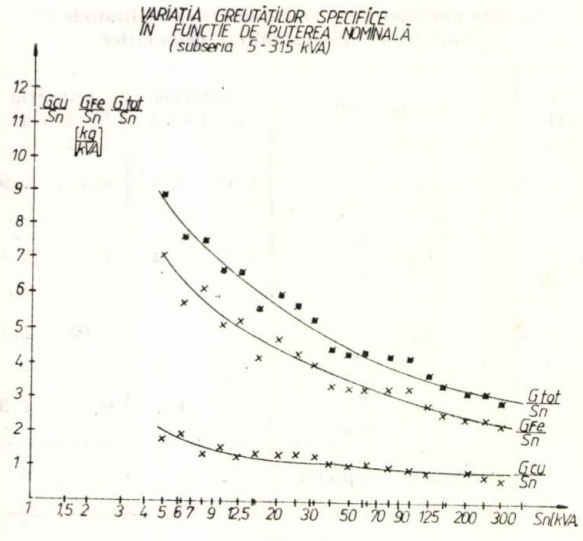


Fig. 4

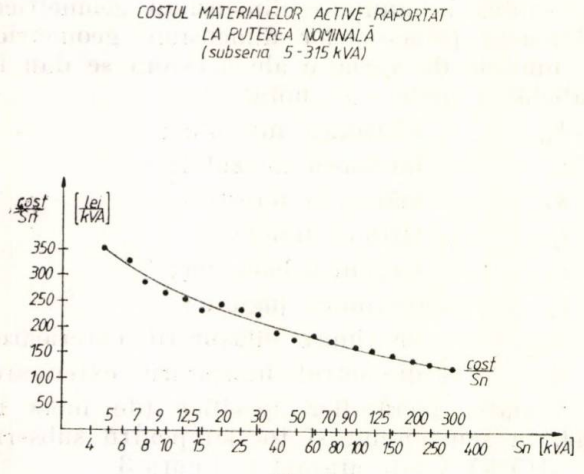


Fig. 5

În figura 4 se poate urmări variația greutăților specifice ale materialelor principale în funcție de puterea nominală, iar în figura 5 costul materialelor active raportat la puterea nominală.

Pe baza rezultatelor prezentate în aceste grafice s-au comparat performanțele seriei proiectate cu cele ale seriilor de produse similare, construite de firme străine (date de catalog). S-a constatat un bun nivel de încadrare a indicatorilor caracteristici ai noii serii, iar un studiu tehnico-economic de raportare a calității și cantității materialelor utilizate și a prețurilor de cost arată că produsele realizate sînt competitive pe piața mondială.

Față de produsele realizate în țară, pînă în prezent s-au obținut economii de materiale active importante. Menționăm în acest sens că numai pentru puterea de 63 kVA s-a redus greutatea de cupru cu 50 kg și de tablă silicioasă cu cca 79 kg, față de tipurile anterioare.

Pe ansamblu, consumul de cupru este redus cu 20...60% după cum rezultă din examinarea cifrelor din tabelul B.

Tabelul B

Putere transformator,	kVA	1	2	25	35	50	100
Construcție serie unitară	Masă Cu, kg	2,8	3,5	34	42	50	99
Construcție existentă	Masă Cu, kg	3,62	8,7	60	71	115	200

Consumul de tablă este, de asemenea, diminuat pe ansamblul seriei cu cca 5—10%.

S-au redus și consumurile specifice la semifabricatele care constituie partea mecanică astfel încît și masele totale, sînt mai mici față de produsele existente.

6. Concluzii

1. Proiectarea seriei unitare de transformatoare trifazate uscate cu puteri pînă la 315 kVA și tensiuni pînă la 1 000 V a ținut cont de principiile de optimizare tehnico-economică pe ansamblul seriei, găsirea unor modalități de rezolvare a fiecărui tip din serie pornind de la cele alese ca reprezentative, astfel încît în cadrul unei concepții unitare și la parametrii funcționali impuși, să rezulte un grad maxim de tipizare cu un consum minim de materiale.

2. Seria de transformatoare a permis implementarea în industrie a producției de transformatoare uscate de joasă tensiune în concepție unitară, cu variante de construcții climatizate.

3. Proiectarea unitară, optimizarea, tipizarea acestor produse a condus, pe lîngă economii importante de materiale, la creșterea productivității muncii în producție.

Bibliografie

[1] *Mereanu, A., Fercau, N., Pană, Fl.* : Direcţiile principale de dezvoltare ale seriilor unitare de transformatoare, autotransformatoare şi bobine uscate cu tensiuni sub 1 000 V, Studiu ICPE, Bucureşti, 1980.

[2] *Jezierski, E.* ş.a. : Transformatoare electrice. Construcţie şi proiectare, Editura tehnică, Bucureşti, 1966.

[3] * * * CEI 76/1967 — Transformateur de puissance, CEI 76-1/76— Généralités, CEI 76-2/76 — Echauffement, CEI 76-4/76 — Prises et connexions, CEI 76-5/76 — Tenue au court-circuit.

[4] * * * Definitivarea documentaţiei serie zero 1-4 kVA construcţie normală. Lucrările ICPE, Bucureşti, 1983.

[5] *Bichir, N.* : Îndrumar de proiectare — Transformatoare.

[6] *Jiletcovici, V., Mereanu, A., Bichir, N., Stanciu, V.* : Proiectarea seriei unitare de transformatoare trifazate uscate. Conferinţa tehnico-ştiinţifică pentru transformatoare. Interelectro RSC, Plsen, mai 1982.

[7] * * * NTR/E 2616/1-82 — Transformatoare trifazate uscate cu destinaţie specială, de puteri 1-315 kVA şi tensiuni pînă la 1 000 V.

CZ 678.742.2.539.16.165

POLIETILENĂ
RETICULARE
IRADIERE

Reticularea izolaţiei de polietilenă a cablurilor şi conductorilor prin iradiere cu electroni acceleraţi

RADU CRAMARIUC, SILVIU JIPA, ION MIHALCEA, SORIN ILIE, CONSTANTIN CAZAC, DIANA ILIE, RADU SETNESCU, CONSTANTIN OPROIU* — BUCUREŞTI

Introducere

Cercetările întreprinse în ultimii 15 ani pe plan mondial referitoare la iradierile tehnologice cu electroni acceleraţi au condus la elaborarea unor tehnologii în fază pilot şi industrială cu largi aplicaţii atît pentru industria electrotehnică cît şi pentru alte ramuri industriale. O astfel de tehnologie este şi aceea de reticulare radioindusă a izolaţiei de polietilenă a conductorilor şi a cablurilor.

Fenomenul reticulării polietilenei constă, în esenţă, în formarea prin iradiere a unor legături chimice transversale între lanţurile polimerului, ce are drept rezultat îmbunătăţirea proprietăţilor termomecanice şi chimice ale acestui material izolator. Procesul este influenţat de o serie de factori cum sînt : greutatea moleculară şi gradul de cristalinitate al polimerului, doza şi doza debit de iradiere, prezenţa unor aditivi ş.a.

Literatura de specialitate evidenţiază superioritatea procedeului radiochimic de reticulare a polietilenei în raport cu cel clasic, termoperoxidic, atît sub aspectul caracteristicilor fizico-mecanice şi chimice ale polimerului reticulat cît şi sub aspectul eficienţei şi al preţului de cost [1—10]. Acest fapt a determinat ca o serie de ţări ca : SUA, RFG, Franţa, Japonia, URSS, RDG să extindă utilizarea procedeului reticulării polietilenei prin iradiere la o gamă variată de cabluri şi conductori electrici.

Prezenta lucrare îşi propune studierea reticulării izolaţiei de polietilenă a unor conductori prin iradiere cu electroni acceleraţi, atît sub aspectul parametrilor tehnologici, cît şi sub aspectul caracteristicilor fizico-mecanice şi chimice ale polimerului reticulat.

Tehnica experimentală

Pentru experimentări s-a utilizat o polietilenă de joasă densitate (0,92 g/cm^3), cu greutatea moleculară de 70 000, cristalinitate 42% (20°C) şi indicele de curgere de 0,25 g/10 min. Polimerul a fost aditivat suplimentar cu un antioxidant de tip fenolic cu sulf, la concentraţia de 0,5% şi utilizat apoi la obţinerea unor conductori de tip AF2Y (Ø Al 2,3 mm, grosime izolaţie 0,8 mm) şi B2Y (Ø Cu 1,4 mm, grosime izolaţie 0,45 mm).

Iradierile s-au efectuat în regim dinamic la un accelerator de tip Van de Graaff, realizat de ICPE Bucureşti, avînd următoarele caracteristici maximale : energie 2 MeV, curent de electroni 300 μA, baleiaj 1 m.

Pentru transportul conductorului în fasciculul de electroni acceleraţi s-a utilizat un dispozitiv cu viteză reglabilă, care realizează trecerea conductorului în formă de opt cu iradiere în zona de încrucişare (fig. 1).

Pentru stabilirea parametrilor tehnologici optimi de iradiere s-au utilizat două tipuri de dozimetre şi anume : dozimetrul tip folie din triacetat de celuloză [11] şi dozimetrul pe bază de MgF_2 : Mn-teflon [12]. În cazul pri-

* Dr. ing. *Cramariuc, R.*, dr. chim. *Jipa, S.*, dr. chim. *Mihalcea, I.*, dr. chim. *Ilie, S.*, dr.ing. *Cazac, C.*, chim. *Ilie, D.*, chim. *Setnescu, R.* — Centrul de cercet. şt şi ing. tehnol. pentru electrotehnică (ICPE) — Bucureşti ; fiz. *Oproiu, C.* — IFTAR — Bucureşti.

mului tip de dozimetru doza s-a determinat prin măsurători spectrofotometrice de absorbție optică la 280 mm (calibrare calorimetrică), iar la cel de al doilea tip prin măsurarea emisiei de radiotermoluminescență (calibrare cu dozimetrul Fricke).

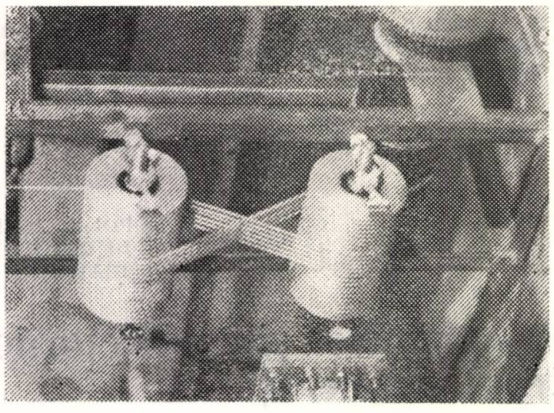


Fig. 1. Dispozitivul de transport al conductorului electric în fasciculul de electroni accelerați.

Gradul de reticulare al polietilenei s-a determinat prin metoda extracției în ortoxilen la fierbere [13], restul caracteristicilor fizico-mecanice ale probelor iradiate determinîndu-se conform STAS-urilor în vigoare.

Rezultate și discuții

În cazul stabilirii parametrilor tehnologici optimi de iradiere a conductorilor și cablurilor o problemă de maximă importanță o constituie menținerea unor regimuri de funcționare stabile a acceleratorului precum și realizarea unui cîmp de iradiere uniform.

În scopul determinării omogenității fluxului de electroni baleiat s-a utilizat o cartelă dozimetrică cu dimensiunile conului de baleiaj în care s-au așezat, la distanțe egale, dozimetre radiotermoluminescente. Figura 2 prezintă un caz tipic de distribuție a dozei de iradiere în funcție de lățimea baleiajului, în care s-au înregistrat variații de doză în limite normale de maximum 5%.

Grosimea de absorbție totală a electronilor în polietilenă precum și grosimea la care „doza de intrare" în material este egală cu „doza de ieșire", s-au determinat cu ajutorul unei cartele dozimetrice prezentată schematic în figura 3. Dozimetrele au fost așezate pe trei șiruri orizontale, avînd interpuse straturi de polietilenă cu grosime egală (0,12 mm). Cartela, prevăzută cu zone cu număr variabil de straturi de polietilenă (1—50 straturi), a fost plasată la fereastra conului de baleiere. Figura 4 prezintă curba tipică de variație a dozei de iradiere cu grosimea stratului absorbant de polietilenă. Pentru cazul ilustrat, grosimea de polietilenă la care doza de intrare este egală cu doza de ieșire este de 1,7 mm. Acest parametru a servit la calculul energiei utile a electronilor accelerați folosind metoda Cheek-Linnenbom [14]. Pentru cazul considerat s-a determinat o energie de 0,53 MeV, suficientă pentru realizarea penetrării izolației de polietilenă a conductorilor AF2Y și B2Y studiați.

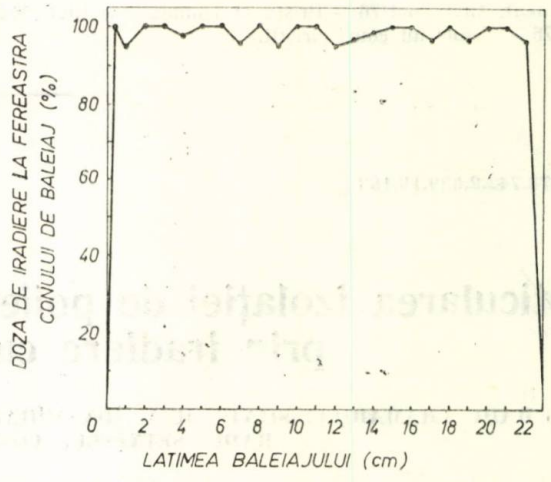


Fig. 2. Distribuția dozei de iradiere în funcție de lățimea baleiajului (distanța față de fereastra conului de baleiere 10 mm).

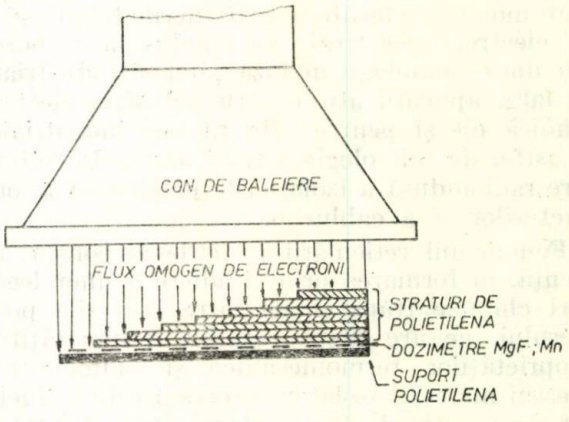


Fig. 3. Schema de principiu a cartelei dozimetrice utilizată pentru determinarea energiei utile a electronilor accelerați.

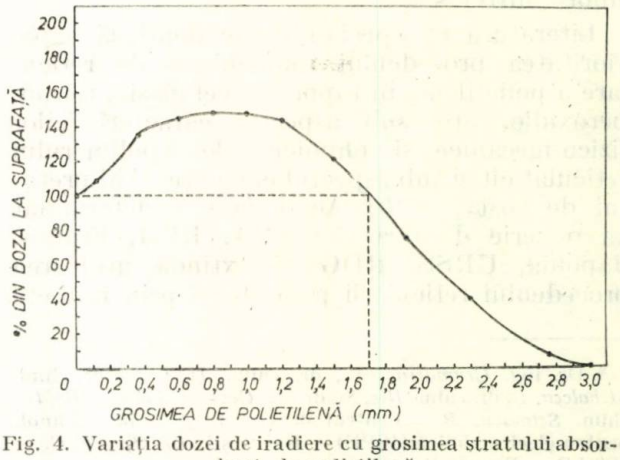


Fig. 4. Variația dozei de iradiere cu grosimea stratului absorbant de polietilenă.

Pentru înregistrarea distribuției dozei absorbite în adîncimea izolației conductorului s-a utilizat dozimetrul de triacetat de celuloză înfășurat sub formă de spire concentrice pe elementul metalic al conductorului, corespunzător grosimii izolației de polietilenă. Determinînd valorile de doză corespunzătoare unor puncte dispuse radial pe înfășurarea de spire dozimetrice pentru un număr suficient de mare de direcții radiale dispuse simetric și prin unirea punctelor cu aceeași valoare a dozei, s-au obținut curbele de izodoză în întreaga adîncime a izolației. Figurile 5—7 prezintă curbele de izodoză înregistrate pentru conductorul AF2Y în cazul unor iradieri nesimetrice din 1,2 și respectiv 3 direcții de iradiere. Se constată că la iradierea din 2 și 3 direcții are loc o variație de 7—8% a dozei absorbite în cazul unei nesimetrii de 3°—4°. Abateri de pînă la 5° a direcțiilor de iradiere față de simetrie determină variații de maximum 10% a dozei pentru cazul iradierilor cu un număr redus de direcții de iradiere.

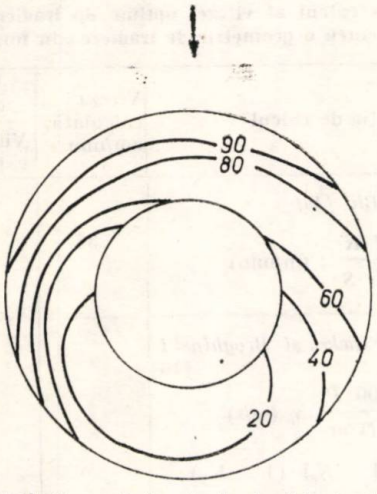


Fig. 5. Distribuția curbelor de izodoză la iradierea conductorului AF2Y dintr-o singură direcție.

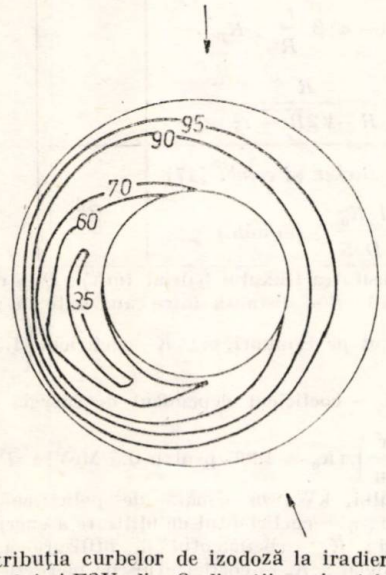


Fig. 6. Distribuția curbelor de izodoză la iradierea conductorului AF2Y din 2 direcții nesimetrice.

Cunoașterea atenuării complexe a electronilor accelerați în medii cu densități diferite (aer și polietilenă) prezintă o importanță deosebită în cazul tehnologiei de reticulare a conductorilor întrucît permite obținerea parametrilor de corecție a dozei la deplasarea accidentală a conductorului din poziția optimă de iradiere. Figura 8 prezintă scăderea dozei absorbite în izolația conductorului AF2Y, cu distanța față de conul de baleiere, pentru o energie a electronilor de 0,6 MeV.

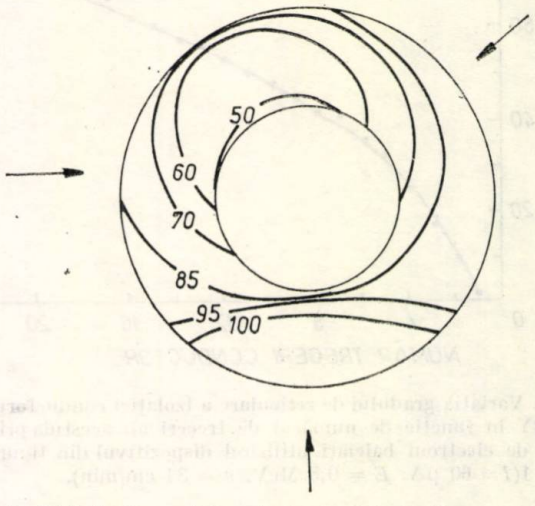


Fig. 7. Distribuția curbelor de izodoză la iradierea conductorului AF2Y din 3 direcții nesimetrice.

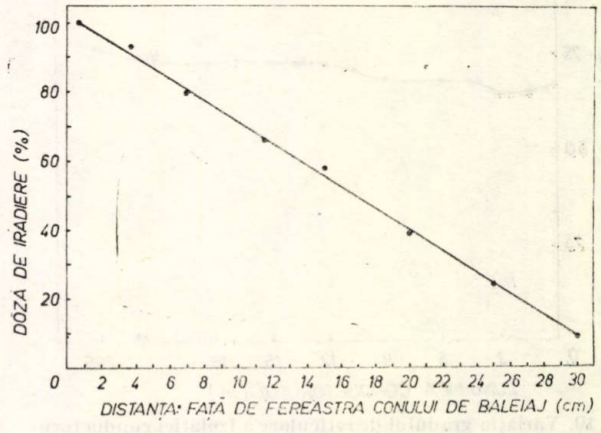


Fig. 8. Modificarea dozei absorbite la adîncimea de 0,5 mm în izolația conductorului AF2Y cu distanța față de conul de baleiere (Energia electronilor : 0,6 MeV).

În vederea stabilirii numărului optim de treceri în zona de iradiere a conductorului de tip B2Y, utilizînd dispozitivul prezentat în figura 1, s-au efectuat determinări ale gradului de reticulare a izolației de polietilenă. Pentru determinarea acestui parametru au fost prelevate probe după un număr de treceri diferite a conductorului atît pe o față, cît și pe fața opusă în raport cu direcția de incidență

a fasciculului de electroni accelerați. Pentru cazul considerat: curent 60 μA, energie 0,5 MeV, lungime baleiaj 12 cm, distanță față de con 2,5 cm și viteză de trecere 34 cm/min, a rezultat că gradul de reticulare atinge valoarea optimă de 70% după un număr de minimum 10 treceri a conductorului prin zona de radiere (fig. 9).

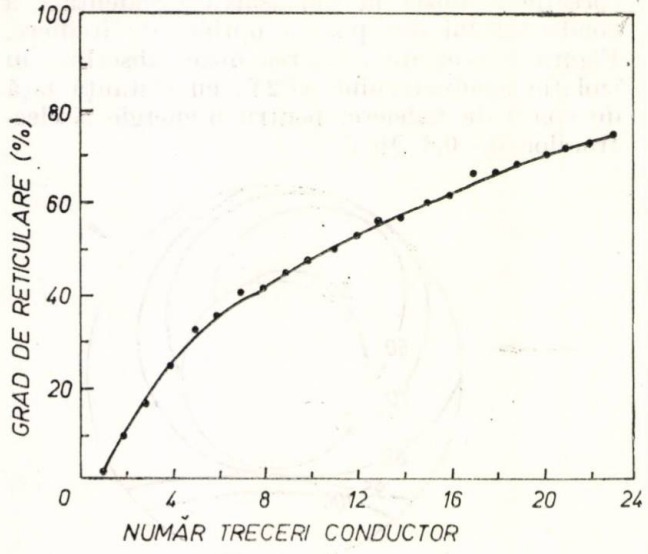


Fig. 9. Variația gradului de reticulare a izolației conductorului B2Y în funcție de numărul de treceri ale acestuia prin fluxul de electroni baleiați utilizînd dispozitivul din figura 1(I= 60 μA, E = 0,5 MeV, v = 34 cm/min).

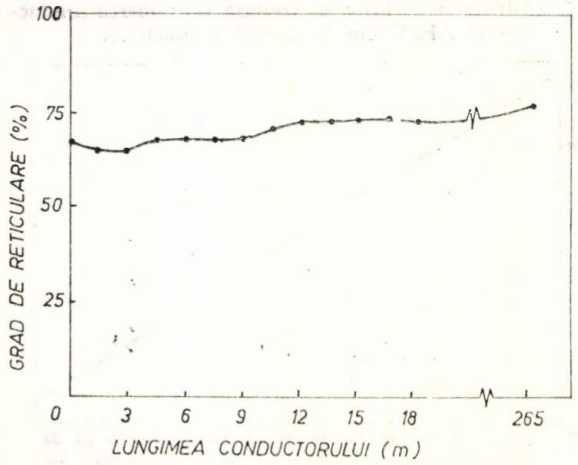


Fig. 10. Variația gradului de reticulare a izolației conductorului B2Y iradiat în flux continuu la diferite momente de prelevare a probelor.

Figura 10 prezintă variația gradului de reticulare a izolației conductorului B2Y cu lungimea acestuia în condiții de iradiere la parametrii mai sus menționați. Probele au fost prelevate din 0,5 în 0,5 m pe o lungime totală de 265 m. Din datele prezentate în figura 10 rezultă o variație de maximum 10% a gradului de reticulare, valoare ce se încadrează în limitele normale și poate fi explicată prin fluctuația în timp a parametrilor de iradiere.

Un alt obiectiv al prezentei lucrări l-a constituit verificarea experimentală a unor relații teoretice propuse în literatura de specialitate pentru calculul vitezei optime de transport a unui conductor într-un fascicul de electroni accelerați, în cazul unor geometrii de iradiere similare cu aceea realizată în dispozitivul prezentat în figura 1. În tabelul 1 sînt date vitezele teoretice de iradiere obținute pentru 3 relații de calcul, în cazul conductorului B2Y, cu folosirea următorilor parametri de lucru: I = 60 μA, E = 0,5 MeV, D = 30 MRad,

Tabelul 1

Relații de calcul al vitezei optime de iradiere a unui conductor pentru o geometrie de iradiere „în formă de opt".

Relația de calcul	Viteza calculată, cm/min	Viteza calculată / Viteza experimentală
Relația lui Bly [15] $v = \frac{I \cdot K}{D \cdot S}$; (m/min)	36	1,05
Relația lui Finckel și Braghinski [16] $v = \frac{100 \cdot P}{D \cdot m} \cdot \eta$ (m/s) $\eta = K_s(1 - K_e) \cdot (1 - K_p)$; $K_s = \frac{2R}{a}$; $K_e = (1 - \alpha)\beta \frac{r}{R}$; $K_p = \frac{R}{R - \sqrt{2Rr - r^2}}$	32	0,94
Relația lui Becker și colab. [17] $v = \frac{I \cdot K_0}{D \cdot S}$; (m/min.)	46	1,35

I este intensitatea fluxului baleiat (mA); D — doza de iradiere; MRad; S — distanța între canelurile de alunecare a conductorului pe tamburi, m; K — coeficient $\left(1{,}549 \frac{\text{MRad}}{\text{mA}} \cdot \frac{\text{m}^2}{\text{min.}}\right)$; K_0 — coeficient dependent de energia electronilor $\left(\frac{\text{MRad}}{\text{mA}} \cdot \frac{\text{m}^2}{\text{min}}\right)$ (K_0 = 1,96 pentru 0,5 MeV); P — Puterea acceleratorului, kW; m — masa de polietilenă a conductorului, g/m; η — coeficientul de utilizare a energiei fluxului de electroni; K_s — coeficientul de utilizare a suprafeței fluxului baleiat; K_e — coeficientul de pierdere a energiei electronilor prin absorbție în elementul metalic al conductorului; K_p — coeficientul de pierdere a energiei electronilor prin penetrarea izolației; α — coeficientul de împrăștiere a electronilor la interfața polietilenă-metal; β — coeficientul de absorbție a electronilor în elementul metalic al conductorului; a — distanța dintre centrul secțiunii transversale a conductorului și centrul suprafeței de baleiere; R — raza conductorului; r — raza elementului metalic al conductorului.

Tabelul 2

Caracteristicile fizico-mecanice și chimice ale izolației de polietilenă a conductorului AF2Y reticulat prin iradiere cu electroni accelerați

Caracteristica	U/M	Valoarea	
		izolație din polietilenă nereticulată	izolație din polietilenă reticulată prin iradiere
Rezistența la tracțiune	kgf/cm²	160	195
Alungirea la rupere	%	550	450
Îmbătrînirea termică (168 ore la 135°C)			
Remanența rezistenței la tracțiune	%	nu rezistă	85
Remanența alungirii la rupere	%	nu rezistă	75
Rigiditatea dielectrică	kV	2,5	2,5
Rezistența de izolație la 20°C	MΩ/km	$1,7 \times 10^4$	$1,5 \times 10^4$
Rezistența la frig a izolației (16 ore la −15°C)	—	nu fisurează	nu fisurează
Rezistența la crăpare (1 oră la 150°C)	—	nu crapă	nu crapă
Rezistența la presare la cald	%	28	20
Rezistența contra lipirii la cald	—	lipire ușoară	fără lipire
Rezistența la lacuri și vopsele de impregnare (SIB 755, C 82, 5531-Ez vernil, 5281 Ez, C146 și 6662Ez)	—	—	rezistă

$S = 8,5$ mm și $m = 1,6$ g/m. Din datele înscrise în tabelul 1 rezultă că relațiile propuse de Bly [15] și respectiv de Finckel și Braghinski [16] conduc la valori ale vitezei apropiate de valoarea stabilită experimental de 34 cm/min. Relația propusă de Becker ș.a. [17] supraestimează viteza de iradiere cu aproximativ 35%.

Tabelul 2 prezintă caracteristicile fizico-mecanice și chimice ale izolației de polietilenă a conductorului AF2Y reticulată prin iradiere cu electroni accelerați comparativ cu caracteristicile izolației nereticulate, iar în tabelul 3 sînt date caracteristicile specifice măsurătorilor pe placă atît pentru polietilena reticulată cît și pentru cea nereticulată. Din analiza datelor prezentate în tabelele 2 și 3 rezultă că prin reticulare se îmbunătățesc considerabil proprietățile termo-mecanice și chimice ale izolației de polietilenă. Proprietățile electrice rămîn constante (rigiditatea dielectrică, permitivitatea, rezistența de izolație), sau se modifică ușor (rezistivitatea de volum, tangenta unghiului de pierderi dielectrice). Aceste rezultate sînt în bună concordanță cu datele din literatura de specialitate [18—22], demonstrînd superioritatea proprietăților polietilenei reticulate prin iradiere față de cele ale polietilenei nereticulate.

Tabelul 3

Caracteristicile electrice și friabilitatea polietilenei reticulate prin iradiere cu electroni accelerați

Caracteristica	U/M	Valoarea	
		Placă din polietilenă nereticulată	Placă din polietilenă reticulată prin iradiere
Rezistivitatea de volum	ohm/cm	2×10^{16}	$1,5 \times 10^{15}$
Tangenta unghiului de pierderi dielectrice :			
la 20°C și 1 MHz	—	4×10^{-4}	$6,5 \times 10^{-4}$
la 80°C și 1 MHz	—	$3,5 \times 10^{-3}$	$5,2 \times 10^{-3}$
Permitivitatea la 20°C și 1 MHz	—	2,12	2,21
Temperatura de fragilitate	°C	−60	−75

Tehnologia de reticulare a izolației polietilenice a conductorilor și cablurilor prin iradiere cu electroni accelerați poate fi aplicată unei game largi de produse cu tipodimensiuni și destinații diferite. Astfel, aceasta poate fi aplicată cablurilor de energie, cablurilor portabile de putere, conductorilor și cablurilor pentru centralele nucleare, conductorilor de 750 V, conductorilor de bobinaj pentru electromotoare submersibile (500 V), cablurilor telefonice autoportate și de mină, cablurilor de înaltă tensiune și înaltă frecvență pentru conexiuni în televizoare, cablurilor coaxiale și plat-paralele pentru antenele de recepție, cablurilor de coborîre pentru radioreceptoare, cordoanelor ecranate pentru microfoane ș.a. În general, sub aspectul temperaturii normale în serviciu, domeniul de utilizare al conductorilor cu izolație din polietilenă reticulată prin iradiere cu electroni accelerați se situează între cel al conductorilor cu izolații ieftine din policlorură de vinil și cel al conductorilor cu izolații costisitoare din polimeri fluorurați.

Bibliografie

[1] *Finckel, E.E., Lescenko, S.S., Braghinski, R.P.* Radiationnaia himia i cabelnaia tehnica. Atomizdat, Moskva, 1968.
[2] *Finckel, E.E.* Nagrevostoikie provoda i cabeli s radiaţionomodifiţirovanoi izolaţici. Energhia, 1975.
[3] *Saito, E.* Application of irradiation process for the production of thin wall wires. In: Radiat. Phys. Chem. **vol. 9,** 1977, p. 675–684.
[4] *Barlow, A., Biggs, J., Maringer, M.* Radiation processing of polyolefines and compounds. In: Radiat. Phys. Chem. **vol. 9,** 1977, p. 685–699.
[5] *Poselt, K., Fluge, D., Heinrih, I.H., Nisner, H., Schimke, F.* Radiaţiono-himiceskaia modificaţia polimernih materialov. Varşovia, 1978, **vol. 2,** p. 716.
[6] *Goavec, G.P.* Plastic materials and Acome's use of high energy electron processing in France. In: Radiat. Phys. Chem. **vol. 14,** 1979, p. 61–67.
[7] *Abramian, E.A.* Electron processing in the U.S.S.R. In: Radiat. Phys. Chem. **vol. 14,** 1979, p. 127–140.
[8] *Machi, S.* Industrial application of radiation processing in Japan. In: Radiat. Phys. Chem. **vol. 14,** 1979, p. 155–170.
[9] *Oda, E.* Wire and cable. In: Radiat. Phys. Chem. **vol. 18,** 1981, p. 241–252.
[10] *Barlow, A., Biggs, W.J., Meeks, A.L.* Radiation processing of polyethylene. In: Radiat. Phys. Chem. **vol. 18,** 1981, p. 267–280.
[11] *Laizier, J., Oproiu, C.* Use of the CTA dosimetric film for minute investigation of absorbed doses in complex materials. In: Radiat. Phys. Chem., **vol. 9,** 1977, p. 721.
[12] *Păun, J., Jipa, S.* Some dosimetric characteristics of the radiothermoluminescent system MgF : Mn. In: Radiochem. Radioanal. Letters, **vol. 24,** 1976, p. 263.
[13] *Mitsui, H., Hosoi, F.* In: Polymer J., **vol. 4,** 1973, p. 79.
[14] *Cheek, C. H., Linnenbom, V. J.* N.R.L. Report 5448, 1960.
[15] *Bly, H. J.* Choosing an accelerator for the irradiation of wire and cable. In: Radiat. Phys. Chem., **vol. 9,** 1977, p. 599–611.
[16] *Finckel, E. E., Braghinski, R. P.* Radiationnoe modifiţirovanie poliolefinov. In: Radiaţionnaia himia polimerov. Izd. Nauka Moskva, 1973, p. 186.
[17] *Becker, R. C., Bly, J. H., Cleland, M. R., Farrell, J. P.* Accelerator requirements for electron beam processing. In: Radiat. Phys. Chem., **vol. 14,** 1979, p. 353–375.
[18] *Charlesby, A.* Atomic radiation and polymers. Pergamon Press. New York, 1960.
[19] *Dole, M.* The radiation chemistry of macromolecules. Academic Press. New York and London, 1973.
[20] *Dole, M.* Advances in radiation chemistry. New York, 1974.
[21] *Ionescu, N. I., Goşa, V., Jipa, S., Ilie, S.* Modificarea unor proprietăţi electrice ale polietilenei sub influenţa radiaţiilor gama. In: Materiale Plastice, **vol. 15,** 1978, p. 106–108.
[22] *Mihalcea, I., Jipa, S., Leca, M., Gligor, M.* Reticularea radiochimică a polietilenei. In: Materiale Plastice, **vol. 19,** 1982, p. 170–173.

CZ 621.313.32–13 : 62–52

VIBRATOR ELECTROMAGNETIC
OSCILOMOTOR SINCRON
OŞCILAŢII MECANICE

Producerea oscilaţiilor mecanice de frecvenţă scăzută cu vibratoare şi oscilomotoare electromagnetice

CAROL SAAL şi AUREL FRATU* – BRAŞOV

Introducere

În diferite sisteme de acţionare oscilante, ce se întîlnesc în unele aplicaţii industriale, este nevoie de producerea unor frecvenţe mecanice, sub frecvenţa industrială de 50 Hz (standuri de încercări la vibraţii, benzi transportoare vibratoare, instalaţii de dezbaterea formelor de turnare, ferăstraie oscilante pentru traforaj şi tăiat scînduri, oscilocompresoare). Acolo unde nu există reţea de aer comprimat şi deci nu se pot utiliza vibratoare şi oscilomotoare pneumatice, generatoarele de vibraţii mecanice vor fi vibratoare electromagnetice de diferite tipuri şi oscilomotoarele sincrone, de tip reactiv sau cu excitaţie de curent continuu şi cu magneţi permanenţi. Acestea pot fi considerate maşini electrice sincrone, la care frecvenţa de oscilaţie mecanică f_m realizată este dependentă de frecvenţa f_r a tensiunilor alternative printr-o relaţie de tipul:

$$f_m = af_r. \tag{1}$$

În această relaţie coeficientul a poate fi 1 sau 2, în funcţie de tipul de vibrator electromagnetic sau oscilomotor, ca şi schema de alimentare realizată, ce pot conţine sau nu elemente neliniare de circuit de tip tiristor sau/şi diodă cu siliciu [1,...,4]; [7].

Autorii au propus în brevetul românesc [5] o metodă prin care se pot obţine cu ajutorul oscilomotoarelor şi vibratoarelor electrice o gamă relativ largă de frecvenţe mecanice de oscilaţii variabile discret, fără a se recurge la convertoarele uzuale statice de frecvenţă, de pildă cicloconvertoarele. Utilizarea acestora este posibilă prin faptul că vibratoarele şi oscilomotoarele electrice sînt de puteri reduse

* Prof. dr. ing. *Saal, C.*, ing. *Fratu, A.* – Catedra de acţionări electrice, Universitatea din Braşov.

și relativ ieftine, pe cînd gabaritul și prețul convertoarelor statice de frecvență este încă ridicat.

În lucrarea [6] s-a expus sumar principiul metodei brevetate susmenționate, fără a se face un studiu cantitativ. În acest articol se încearcă și expunerea unor aspecte cantitative, în conexiune cu expresiile forțelor mecanice ce acționează asupra armăturilor mobile, ce apar în obținerea de frecvențe joase de oscilație mecanică.

1. Principiul metodei de generare a frecvențelor mecanice joase

Scăderea frecvenței tensiunii sau tensiunilor de alimentare ale vibratoarelor și oscilomotoarelor electrice, sugerată în brevetul [5], constă în extragerea periodică din tensiunea sau tensiunile sinusoidale ale rețelei numai a unor perioade sau alternanțe, recurgînd pentru aceasta la scheme de comandă cu circuite integrate și tiristoare.

Pentru fixarea ideilor, se presupune că dintr-un număr întreg $q \geqslant 2$ de perioade T_r a tensiunii sinusoidale a rețelei de alimentare $u(t) = U\sqrt{2}\sin \omega t$ se extrage periodic o singură alternanță completă (fig. 1). Tensiunea $u_1(t)$ astfel obținută va fi periodică, de perioadă $T = qT_r$, fiind descrisă în prima perioadă, de egalitățile;

$$u_1(t) = \begin{cases} U\sqrt{2}\sin \omega t, & t \in [0,\ T_r]; \\ 0, & t \in [T_r;\ qT_r], \end{cases} \qquad (2)$$

unde:

$$q = 2,3,...$$

Pulsația armonicii fundamentalei tensiunii $u_1(t)$ este:

$$\Omega = \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{qT_r} = \frac{\omega}{q}, \qquad (3)$$

ω fiind pulsația tensiunii sinusoidale $u(t)$; T_r, T reprezintă perioadele tensiunii $u(t)$, respectiv $u_1(t)$. Crescînd pe q întreg se poate obține o pulsație Ω cu atît mai mică, cu cît q este mai mare (la o instalație realizată la Universitatea din Brașov, $q = 2,3,...,15$). Evident, că se poate extrage și un număr întreg diferit de unitate de perioade $b \geqslant 2$, dintr-un număr q de perioade ($q > b$). Se pot utiliza și grafice ale tensiunilor periodice de frecvență mai scăzută conținînd numai alternanțe pozitive (fig.2).

2. Forțele electromagnetice

Pentru determinarea frecvenței armonicii fundamentale a oscilațiilor mecanice posibil de generat trebuie să se calculeze forțele electromagnetice instantanee, ce acționează asupra armăturii mobile a vibratoarelor și oscilomotoarelor electrice. Se va întreprinde aici un studiu referitor la vibratoarele electromagnetice reactive și la un tip de oscilomotor electric.

2.1. Vibrator electromagnetic reactiv

Fie un vibrator electromagnetic elementar, redat în figura 3, cu miez lamelat în U (fig. 3). Bobina sa de excitație să fie alimentată cu tensiunea $u_1(t)$, dată de relațiile (2).

2.1.1. Ipoteze de calcul. Se vor admite următoarele ipoteze de calcul: a) flux magnetic fascicular util Φ_u funcție numai de tensiunea

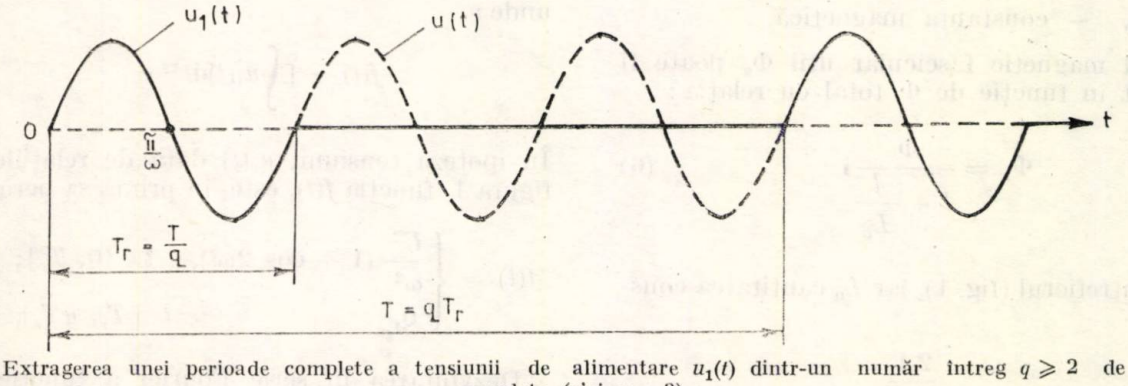


Fig. 1. Extragerea unei perioade complete a tensiunii de alimentare $u_1(t)$ dintr-un număr întreg $q \geqslant 2$ de perioade complete (aici $q = 3$).

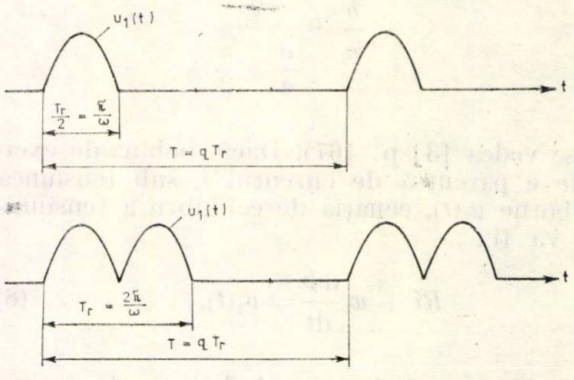


Fig. 2. Alte forme de undă ale tensiunii $u_1(t)$ avînd armonica fundamentală de frecvență redusă.

$u_1(t)$ și întrefier; b) întrefier uniform *l*, de secțiune egală cu cea a suprafeței polare *A*; c) $\mu_{Fe} = \infty$ (nu se ia în considerație saturația magnetică); d) curenți turbionari neglijabili.

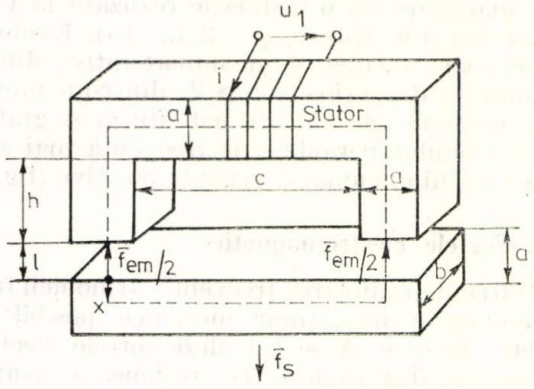


Fig. 3. Vibrator electromagnetic reactiv (miez feromagnetic în *U*).

2.1.2. Forța electromagnetică instantanee. Cu premisele 2.1.1., forța electromagnetică va fi de tip Maxwell, adică:

$$f_{em} = f\Phi_u^2, \tag{4}$$

cu:

$$k = [A\mu_0]^{-1}, \tag{5}$$

unde: A este aria secțiunii unui întrefier;

μ_0 — constanta magnetică.

Fluxul magnetic fascicular util Φ_u poate fi exprimat în funcție de Φ total cu relația:

$$\Phi_u = \frac{\Phi}{l + \dfrac{l}{L_0}}, \tag{6}$$

l fiind întrefierul (fig. 1), iar L_0 cantitatea constantă:

$$L_0 = \frac{\dfrac{2A}{h}}{\dfrac{b}{c} + \dfrac{2}{\dfrac{c}{a} + \dfrac{\pi}{2}}}, \tag{7}$$

(a se vedea [3] p. 167). Dacă bobina de excitație e parcursă de curentul i, sub tensiunea de borne $u_1(t)$, ecuația de echilibru a tensiunilor va fi:

$$Ri + w\frac{d\Phi}{dt} = u_1(t), \tag{8}$$

w fiind numărul de spire ale bobinei de excitație.

De cele mai multe ori se poate neglija Ri, ecuația (8) devenind:

$$w\frac{d\Phi}{dt} \simeq u_1(t), \tag{8'}$$

rezultînd imediat din egalitatea (6):

$$\Phi = \left(1 + \frac{l}{L_0}\right)\Phi_u = \frac{1}{w}\int u_1(t)dt + C. \tag{9}$$

Dacă tensiunea periodică $u_1(t)$ este alternativă, constanta de integrare C este nulă. Din relațiile (4), (6) și (8') rezultă forța electromagnetică:

$$f_{em} = K\left[\int u_1(t)dt\right]^2, \tag{10}$$

K fiind:

$$K = \frac{1}{Aw^2\mu_0\left(1 + \dfrac{l}{L_0}\right)^2} = \frac{k}{\left(1 + \dfrac{l}{L_0}\right)^2 w^2}. \tag{11}$$

În situația armăturii mobile în poziția de repaus mediană, întrefierul $l = l_0 = \text{const.}$; forța electromagnetică instantanee va fi:

$$f_{em} = (K)_{l=l_0} f(t) = \frac{k \cdot f(t)}{\left(1 + \dfrac{l}{L_0}\right)^2 w^2}, \tag{12}$$

unde:

$$f(t) = \left[\int u_1(t)dt\right]^2. \tag{13}$$

În ipoteza tensiunii $u_1(t)$ dată de relațiile (2), figura 1, funcția $f(t)$, este, în prima sa perioadă,

$$f(t) = \begin{cases} \dfrac{U^2}{\omega^2}(1 + \cos 2\omega t), & t \in [0, T_r]; \\ 0, & t \in [T_r, qT_r]. \end{cases} \tag{14}$$

Dezvoltarea în serie Fourier a funcției $f(t)$ furnizează:

$$f(t) = \frac{U^2}{\omega^2}\left\{\frac{1}{2q} + \frac{2}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{n^2 - 2q^2}{n(n^2 - 4q^2)}\left[\sin\left(\frac{2\pi n}{q}\right)\cdot\right.\right.$$
$$\left.\left.\cdot\cos\left(\frac{n\omega t}{q}\right) + \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{q}\right)\sin\left(\frac{n\omega t}{q}\right)\right]\right\} \tag{15}$$

Armonica de ordinul întîi al acestei funcții este:

$$f_1(t) = \frac{2U^2}{\pi\omega^2}\frac{(1 - 2q^2)}{(1 - 4q^2)}\left\{\sin\frac{2\pi}{q}\cos\left(\frac{\omega}{q}t\right) + \right.$$
$$\left. + \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi}{q}\right)\right]\sin\left(\frac{\omega}{q}t\right)\right\}, \tag{16}$$

sau :

$$f_1(t)=\frac{2}{\pi}\frac{U^2}{\omega^2}\frac{\sin\left(\frac{2\pi}{q}\right)}{\sin\varphi}\frac{(1-2q^2)}{(1-4q^2)}\sin\left(\frac{\omega}{q}t+\varphi\right), \tag{17}$$

în care:

$$\varphi=\operatorname{arctg}\left(\frac{1}{\operatorname{cosec}\frac{2\pi}{q}-\operatorname{ctg}\frac{2\pi}{q}}\right),\ q\neq 1. \tag{18}$$

Armonica fundamentală a forței electromagnetice, exercitată asupra armăturii mobile, blocată în poziție de repaus, va fi :

$$f_{em1}=(K)_{l=l_0}\ f_1(t). \tag{19}$$

Considerațiile ce se pot expune cu privire la obținerea de frecvențe joase la vibratoarele electromagnetice, alimentate cu tensiunea $u_1(t)$ dată de relațiile (2), sînt cele ce se pot obține pe baza informațiilor cuprinse în expresia analitică a funcției $f_1(t)$. Cele afirmate sînt justificate prin faptul că frecvența mecanică proprie de rezonanță f_{mo} a echipajului mobil la vibratoarele electromagnetice se situează în apropierea frecvenței primei armonici a forței electromagnetice :

$$f_m=\frac{f_r}{q}. \tag{20}$$

Se pot obține deci frecvențe ale primei armonici de 25 ; 16,33 ; 12,5 ; 10 ;...Hz ($q=2$; 3 ; 4 ; 5 ;...). Amplitudinea primei armonici depinde direct proporțional cu patratul tensiunii efective aplicate U și invers proporțional cu patratul pulsației ω a tensiunii sinusoidale a rețelei. Amplitudinile armonicilor superioare descresc rapid datorită prezenței lui $\sin\left(\frac{2\pi}{q}\right)$, cu atît mai mic cu cît q este mai mare.

2.2. Oscilomotor bifazat reactiv

Din numărul mare de oscilomotoare electrice se vor face referiri doar la oscilomotorul de tip electromagnetic bifazat reactiv, a cărei teorie a fost prezentată în lucrarea [2]. Acest oscilomotor posedă două înfășurări solenoidale coaxiale A, B, ce conțin armătura mobilă M (fig. 4a). Aceasta poate oscila sub influența forțelor electromagnetice produse de curenții ce parcurg înfășurările.

Fie tensiunile u_A, u_B funcții periodice alternative de timp, de perioadă $T=qT_r$; tensiunile u_A, u_B să fie defazate între ele cu $\frac{T}{2}$:

$$u_B(t)=u_A\left(t-\frac{T}{2}\right). \tag{21}$$

Este evident că dacă curentul din bobina A produce un flux magnetic util, respectiv o forță electromagnetică axială, cînd curentul din bobina B este nul și invers, armătura M va oscila în jurul poziției sale mediane.

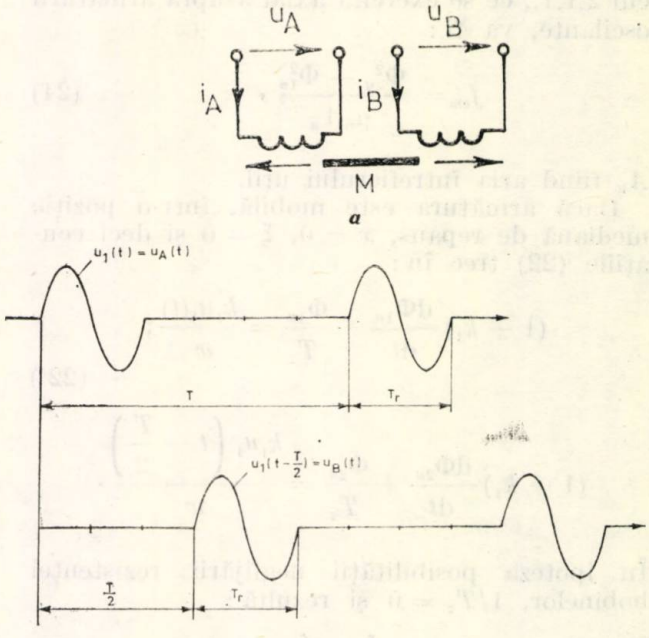


Fig. 4. a) Oscilator electromagnetic bifazat reactiv ; b) evoluția temporală a tensiunilor de frecvență scăzută $u_1(t)=u_A(t)$ și $u_1\left(t-\frac{1}{2}T\right)=u_B(t)$, aplicate înfășurărilor oscilomotorului bifazat ($q=3$).

Fie $u_A(t)=u_1(t)$, definit de relațiile (2). Cu condiția (21) satisfăcută, graficele temporale ale tensiunilor $u_A(t)$ și $u_B(t)$ vor fi ca în figura 4b (în care $T=3T_r$, $q=3$).

Admițînd aceste tensiuni și recurgînd la lucrarea [2], fluxurile magnetice fasciculare utile Φ_{1u}, Φ_{3u} vor depinde de tensiunea $u_1(t)$ conform ecuațiilor :

$$(1+k_1+\xi)\frac{d\Phi_{1u}}{dt}+\left(\frac{1+\xi}{T_\tau}+\frac{d\xi}{dt}\right)\Phi_{1u}=\frac{k_1u_1(t)}{w}; \tag{22}$$

$$(1+k_1-\xi)\frac{d\Phi_{2u}}{dt}+\left(\frac{1-\xi}{T_\tau}-\frac{d\xi}{dt}\right)\Phi_{2u}=\frac{k_1u_1\left(t-\frac{T}{2}\right)}{w},$$

unde :

$$k_1=\frac{L_0}{L_\tau}\ ;\ T_\tau=\frac{L_\tau}{R}\ ;\ \xi=\frac{x}{l_0'}, \tag{23}$$

(a se vedea și lista de notații), w fiind numărul de spire ale bobinelor presupuse identice, iar x elongația instantanee a armăturii față de poziția de repaus a armăturii mobile. Forța rezultantă de tip Maxwell, în ipotezele de calcul 2.1.1., ce se exercită axial asupra armăturii oscilante, va fi :

$$f_{em} = \frac{\Phi_{2u}^2 - \Phi_{1u}^2}{\mu_0 A_u}, \tag{24}$$

A_u fiind aria întrefierului util.

Dacă armătura este mobilă, într-o poziție mediană de repaus, $x = 0$, $\xi = 0$ și deci ecuațiile (22) trec în :

$$(1 + k_1)\frac{d\Phi_{1u}}{dt} + \frac{\Phi_{1u}}{T_\tau} = \frac{k_1 u_1(t)}{w}; \tag{22'}$$

$$(1 + k_1)\frac{d\Phi_{2u}}{dt} + \frac{\Phi_{2u}}{T_\tau} = \frac{k_1 u_1\left(t - \frac{T}{2}\right)}{w}.$$

În ipoteza posibilității neglijării rezistenței bobinelor, $1/T_\tau = 0$ și rezultă :

$$\Phi_{1u} = \frac{k_1}{w(1+k_1)}\int u_1(t)dt;$$

$$\Phi_{2u} = \frac{k_1}{w(1+k_1)}\int u_1\left(t - \frac{T}{2}\right)dt,$$

cu care forța electromagnetică axială rezultantă, avînd în vedere relația (24) este :

$$f_{em} = K'\left[f(t) - f\left(t - \frac{T}{2}\right)\right]. \tag{25}$$

Mai sus s-a notat :

$$K' = \left[\frac{k_1}{w(1 + k_1)}\right]^2, \tag{26}$$

$f(t)$ fiind definit de egalitatea (13).

Dacă tensiunea $u_1(t)$ are evoluția temporală din figura 1, avînd expresia analitică (2), atunci $f(t)$ este dată de relațiile (14). Însă dezvoltarea în serie Fourier (15) mai poate fi scrisă sub forma :

$$f(t) = \frac{U^2}{\omega^2}\left[\frac{1}{2q} + \frac{2}{\pi}\chi(t)\right], \tag{27}$$

unde :

$$\chi(t) = \sum_{n=1}^{\infty}\frac{n^2 - 2q^2}{n(n^2 - 4q^2)}\left\{\sin\left(\frac{2\pi n}{q}\right)\cos\left(\frac{n\omega t}{q}\right) + \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{q}\right)\right]\sin\left(\frac{n\omega t}{q}\right)\right\}. \tag{28}$$

Deoarece :

$$f\left(t - \frac{T}{2}\right) = \frac{U^2}{\omega^2}\left[\frac{1}{2q} + \frac{2}{\pi}\chi\left(t - \frac{T}{2}\right)\right],$$

rezultă că forța axială rezultantă, ce se exercită asupra armăturii mobile blocată a oscilomotorului, are expresia, luînd în considerare egalitatea (25), de mai jos :

$$f_{em} = \frac{2K'U^2}{\pi\omega^2}\left[\chi(t) - \chi\left(t - \frac{T}{2}\right)\right] =$$

$$= \frac{2K'U^2}{\pi\omega^2}\sum_{n=1}^{\infty}(1 - \cos n\pi)\left\{\sin\left(\frac{2\pi n}{q}\right)\cos\left(\frac{n\omega t}{q}\right) + \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{q}\right)\right]\sin\left(\frac{n\omega t}{q}\right)\right\}. \tag{29}$$

Însă $1 - \cos n\pi$ este zero pentru $n = 2m$ și 2 pentru $n = 2m + 1$, unde $m = 0,1,2,...$ Așadar, relația (29) devine :

$$f_{em} = \frac{4K'U^2}{\pi\omega^2}\sum_{m=0}^{\infty}\frac{(2m+1)^2 - 2q^2}{(2m+1)\left[(2m+1)^2 - 4q^2\right]} \cdot \left\{\sin\left[\frac{2\pi(2m+1)}{q}\right]\cdot\cos\left[\frac{(2m+1)\omega t}{q}\right] + \left\{1 - \cos\left[\frac{2\pi(2m+1)}{q}\right]\right\}\sin\left[\frac{(2m+1)\omega t}{\omega t}\right]\right\}. \tag{30}$$

Cum era de așteptat, în expresia (30) a forței electromagnetice nu există o componentă constantă a acestei forțe. Armonica fundamentală a acestei forțe se obține pentru $m = 0$,

$$f_{em_1} = \frac{4K'U^2}{\pi\omega^2}\cdot\frac{(1 - 2q^2)}{(1 - 4q^2)}\left\{\sin\left(\frac{2\pi}{q}\right)\cos\left(\frac{\omega t}{q}\right) + \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi}{q}\right)\right]\cdot\sin\left(\frac{\omega t}{q}\right)\right\}. \tag{31}$$

Din examinarea expresiilor (31) și (16) rezultă că la oscilomotorul bifazat de tip reactiv se păstrează aceleași concluzii cu privire la armonica fundamentală a forței electromagnetice axiale rezultante, ce se exercită asupra armăturii feromagnetice mobile, blocată în poziția sa mediană, ca și cele referitoare la același tip de forță exercitată asupra armăturii unui vibrator electromagnetic. De remarcat că în cazul de față frecvența acestor armonici fundamentale este aceeași. Așadar, cele expuse la sfîrșitul paragrafului 2.1.2. își păstrează valabilitatea și pentru oscilomotorul studiat.

3. Instalații de comandă realizate

Schema-bloc a unei instalații de comandă realizată conform brevetului [5] este prezentată în figura 5. Se disting următoarele blocuri componente: un bloc formator de impulsuri, *FI*; un bloc divizor de impulsuri, *DI*; un bloc amplificator distribuitor de impulsuri, *ADI*; blocul contactorului static, *CS*.

Pentru alimentarea oscilomotoarelor cu tensiuni de forma celor prezentate în figurile 1 și 2, se pot folosi schemele electrice ale contactoarelor statice din figura 6a și b. Înfășurările w_1 și w_2 se alimentează succesiv prin intermediul tiristoarelor T_1 și T_2 (fig. 6, a) și respectiv a triacurilor Tr_1 și Tr_2 (fig. 6b).

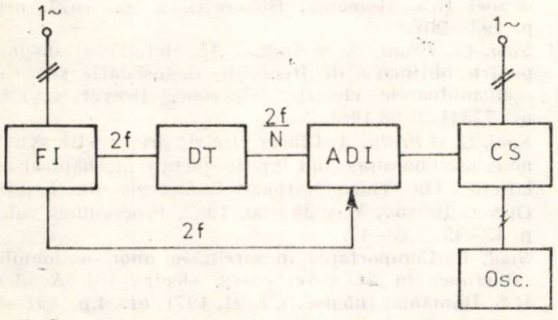


Fig. 5. Schema-bloc a instalației de comandă și alimentare.

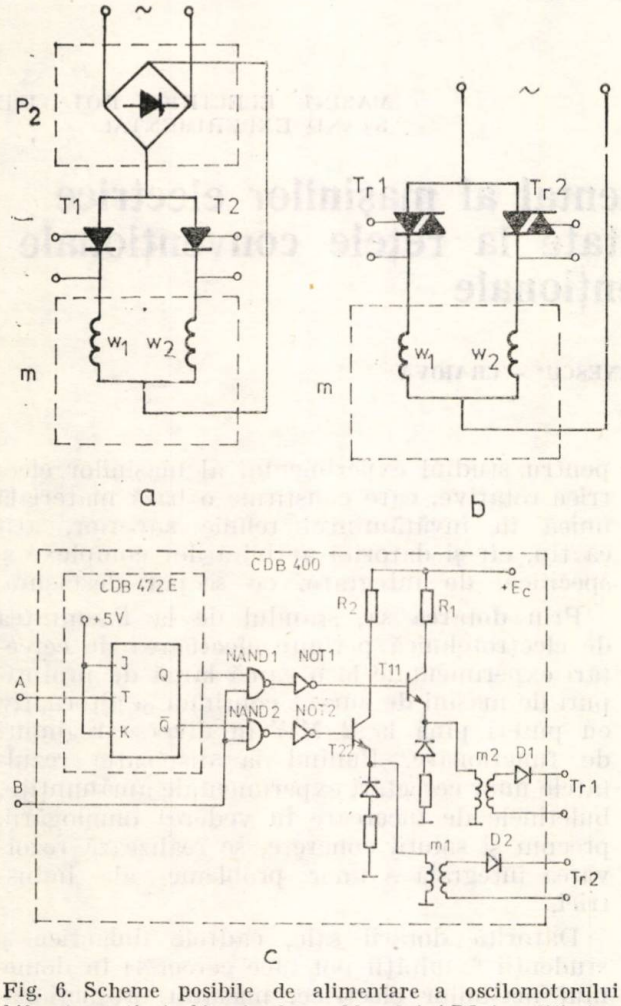


Fig. 6. Scheme posibile de alimentare a oscilomotorului bifazat reactiv (a, b); c) schema blocului *ADI* (amplificator distribuitor de impulsuri).

Perioada tensiunilor de alimentare poate fi modificată folosind blocurile numerice divizor de impulsuri *DI* și amplificator distribuitor de impulsuri *ADI*.

Blocul divizor de impulsuri s-a realizat cu circuitul MSI de producție românească de tipul CDB 4193 (numărător). Acest bloc numeric asigură divizarea cu un număr întreg pozitiv $q \geqslant 2$ a impulsurilor de frecvență $2f_r$ furnizate de blocul formator de impulsuri *FI* (aici $f_r = 1/T_r$, frecvența tensiunii rețelei industriale). Numărul de divizor q poate fi programat cu ajutorul unui comutator decadic și este convertit din codul zecimal în codul binar natural cu ajutorul unei matrici cu diode.

Blocul amplificator distribuitor de impulsuri este realizat cu circuitele integrate SSI, de producție românească, de tipul CDB 472 și CDB 400. Primul conține un bistabil *JK*, iar ultimul posedă patru porți logice NAND, dintre care două sînt folosite ca inversoare.

Pentru comanda vibratoarelor se poate folosi aceeași instalație, la care este utilizată doar una din ieșirile de putere.

4. Concluzii

Pentru obținerea unor oscilații mecanice de frecvență scăzută, se poate recurge la alimentarea bobinelor vibratoarelor și oscilomotoarelor electromagnetice cu tensiuni periodice, alternative sau nu. Acestea sînt obținute din tensiunea alternativă de frecvență industrială prin reținerea periodică numai a unui număr întreg de perioade sau alternanțe, dintr-un ansamblu numeric mai mare de perioade sau alternanțe. Această metodă, ca și dispozitivul experimental, realizat cu circuite integrate în tehnica MSI, sînt expuse în brevetul românesc nr. 77841/1981. Schema de comandă realizată, care permite o programare ușoară a frecvențelor de oscilație dorite, este simplă și ieftină în comparație cu convertoarele statice uzuale de frecvență.

Se pot obține, din rețelele monofazate de 50 Hz, utilizînd vibratoare și oscilomotoare electromagnetice, frecvențe fundamentale de oscilație de 25; 16,33; 1,25; 10;...Hz.

Aplicațiile industriale posibile sînt numeroase (benzi transportoare oscilante, standuri de încercări la vibrații, oscilocompresoare, ferăstraie oscilante pentru traforaj și lemn etc.).

Lista notațiilor principale

A — aria secțiunii unui întrefier al vibratorului;
A_u — aria secțiunii întrefierului util;
l — întrefierul instantaneu al vibratorului;

l'_0 — întrefierul longitudinal util corectat, corespunzător poziției mediane a armăturii oscilomotorului;
L_0 — inductanța proprie utilă a înfășurărilor oscilomotorului;
L — inductanța de dispersie a unei înfășurări a oscilomotorului;
R — rezistența unei bobine sau înfășurări;
U — tensiunea efectivă a rețelei industriale de alimentare;
w — numărul de spire;
x — deplasarea instantanee a armăturii mobile a oscilomotorului, față de poziția sa mediană;
Φ — fluxul magnetic fascicular;
Φ_u — idem, util;
μ_0 — constanta magnetică;
ζ — deplasarea instantanee a armăturii oscilomotorului, față de poziția sa mediană, raportată la întrefierul util corectat, corespunzător poziției mediane a armăturii oscilomotorului.

Bibliografie

[1] *Marinescu, M.* Sur un nouveau moteur électrique à mouvement alternatif. In „R.G.E.", Paris, t. **70**, 1971, p. 453—459.
[2] *Saal, C.* Teoria oscilomotorului bifazat sincron reactiv. In „Electrotehnica", București, t. **18**, 1970, nr. L, p. 1—7.
[3] *Saal, C.* Cu privire la teoria vibratorului electromagnetic reactiv elementar. În „St. cerc. energ. electr.", Ed. Academiei, R.S. România, București, t. **19**, 1969, nr. 1, p. 163—169.
[4] *Saal, C.* și *Codoiu, M.* Courant des oscillomoteurs synchrones électromagnétiques paramétriques. In „Rev. Roum. Sci. Techn"., Energ. et Electrotechn., Ed. Academiei R.S. România, București, t. 22, 1977, nrț 2, p. 193—207.
[5] *Saal, C., Fratu, A.* și *Baltac, M.* Metodă și dispozitiv pentru obținerea de frecvențe de oscilație scăzute la oscilomotoarele electrice sincrone. Brevet OSIM. nr. 77841/31.08.1981.
[6] *Saal, C.* și *Fratu, A.* Linear electric drives with synchronous oscillomotors and low frequency mechanical oscillations. The Third National Conference on Electrical Drives. Brașov, May 28—30, 1982, Proceedings vol. II, p. C—43...C—47.
[7] *Saal, C.* Comportarea în sarcină a unor oscilomotoare sincrone. În St. cerc. energ. electr., Ed. Academiei R.S. Romania, București, t. 21, 1971, nr. 4,p. 891—906.

CZ 621.313.2

MAȘINI ELECTRICE ROTATIVE
STAND EXPERIMENTAL

Stand pentru studiul experimental al mașinilor electrice rotative ce funcționează conectate la rețele convenționale și neconvenționale

OVIDIU GH. DRĂGĂNESCU* — CRAIOVA

1. Destinație

Actuala etapă de dezvoltare a societății este caracterizată printr-un înalt grad de tehnicizare în toate domeniile de activitate, știința constituind o puternică forță de producție.

În acest context, este imperios necesar ca învățământul tehnic superior să se integreze cu cercetarea și producția. Numai astfel se poate realiza o pregătire completă a cadrelor inginerești, iar cadrele didactice venind în contact nemijlocit cu problemele industriei pot participa la rezolvarea lor.

Pentru a răspunde acestui deziderat major, la Facultatea de electrotehnică a Universității din Craiova, s-a conceput și realizat un stand pentru studiul experimental al mașinilor electrice rotative, care constituie o bază materială unică în învățământul tehnic superior, atît ca tip, cît și datorită activităților complexe și specifice, de integrare, ce se pot desfășura.

Prin dotarea sa, standul de la Facultatea de electrotehnică permite efectuarea de cercetări experimentale la o gamă largă de prototipuri de mașini de curent continuu și alternativ cu puteri pînă la 2 MW în diverse regimuri de funcționare. Punînd la dispoziție rezultatele unor cercetări experimentale amănunțite, buletinele de încercare în vederea omologării, precum și soluții concrete, se realizează rezolvarea integrală a unor probleme ale industriei.

Datorită dotării sale, cadrele didactice și studenții facultății pot face cercetări în domeniul mașinilor electrice, măsurărilor, acționărilor electrice, electronicii de putere etc.

* Dr. ing. *Ovidiu Gh. Drăgănesc* — Facultatea de electrotehnică a Universității din Craiova.

2. Schema electrică monofilară, dotarea cu utilaje și aparatură, organizarea spațiului standului

2.1. Principiile ce stau la baza proiectării unui stand pentru studiul experimental al mașinilor electrice rotative

Standurile pentru încercarea mașinilor electrice rotative trebuie concepute în funcție de tipul încercărilor ce se efectuează, precum și de tipul mașinilor (putere, tensiune, frecvență, construcție, domeniu de utilizare etc.) ce se încearcă.

După tipul încercărilor standurile se grupează în două categorii:

— standuri pentru probe de serie;

— standuri pentru probe de cercetare și omologare.

2.1.1. Standuri pentru probe de serie

La standurile pentru efectuarea încercărilor de serie, stabilirea schemelor de principiu și dimensionarea utilajelor se face avînd în vedere că se impune un număr restrîns de încercări la fiecare mașină. În funcție de mărimea seriei și de numărul de tipodimensiuni este posibilă automatizarea activității din aceste standuri, inclusiv utilizarea calculatoarelor pentru controlul și prelucrarea datelor.

2.1.2. Standuri pentru probe de cercetare și omologare

Pentru definitivarea prototipului și omologarea lui este necesar un volum mare de încercări, diversificate ca tip. Satisfacerea acestor condiții, obligatorii pentru realizarea unei fabricații eficiente economice și competitive, impune ca standurile pentru cercetări experimentale și probe de omologare să îndeplinească următoarele criterii:

a — să permită încercarea mașinilor de curent continuu și de curent alternativ într-o gamă largă de puteri, tensiuni, frecvențe și turații;

b — să conțină în dotare un număr minim de mașini de putere mare;

c — să permită realizarea diverselor servicii ale mașinilor în sisteme recuperative, cu număr minim de utilaje și consum redus de energie (dacă este posibil, să permită încărcarea în sarcină, la parametrii nominali, a mașinilor cu puteri mai mari decît ale sursei);

d — sursele să funcționeze stabil în toată plaja de tensiuni, iar turațiile grupurilor să se situeze în domeniul de stabilitate pe toată gama reglajului;

e — să asigure operativitate, siguranță în exploatare și manipulare ușoară.

2.2. Schema electrică monofilară a standului de la Facultatea de electrotehnică [8]

Pentru comparare se prezintă o schemă electrică de stand pentru cercetări, adoptată de unele întreprinderi constructoare de mașini electrice (fig. 1). În componența sa intră mașinile indicate în figura 1, între care și două mașini *6*, *6'*, cu stator oscilant și cîntar, cu turațiile 500 ÷ 1 000 rot/min și 1 000 ÷ 3 000 rot/min, folosite pentru determinarea cuplului. În funcție de puterea și turația mașinilor *6,6'* se poate asigura încercarea mașinilor de curent alternativ pînă la o putere egală cu a acestora, cu turația pînă la 3 000 rot/min și la o frecvență dată de mașina *4* (fig. 1). Se observă că sînt îndeplinite în totalitate criteriile 2.1.2d, 2.1.2e și, parțial, 2.1.2a. Nu pot fi încercate în această schemă recuperativă mașini de curent alternativ cu putere mai mare decît cea a mașinilor *6,6'*, iar randamentul lanțului, conform relației:

$$\eta = \frac{P_i}{P_1} = \prod_{m=1}^{n} \eta_m, \qquad (1)$$

este scăzut.

S-a notat:

P_1 — puterea la intrarea în lanț;
P_i — puterea într-un punct al lanțului;
$i \geqslant 2$ — punct de legătură mecanică sau electrică;
η_m — randamentul mașinii „m".

Dacă se consideră că randamentul la care funcționează fiecare mașină este $\eta = 0{,}92$, iar mașina de încercat funcționează ca motor și are $P_2 = 600$ kW ($i = 6$), rezultă din (1) puterea absorbită:

$$P_1 = P_6 / \prod_{m=1}^{5} \eta_m = 900 \text{ kW}, \qquad (2)$$

iar puterea la ieșire ($i = 9$) este $P_9 = 450$ kW, valoare ce atestă un randament scăzut al sistemului.

Cu mașinile din componența schemei din figura 1 pot fi încercate mașini de curent continuu cu putere mai mare decît a mașinilor *6* și *6'*, avînd în vedere posibilitatea de conectare în opoziție a două mașini de acest tip.

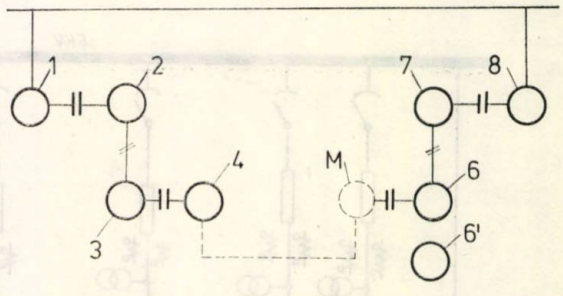


Fig. 1. Stand de probe cu convertizor de frecvență *1,8* — mașini sincrone sau asincrone; *2,3,6,6',8* — mașini de curent continuu; *4* — generator sincron; *M* — motor asincron pentru încercat.

Pentru standul de la facultate s-a conceput schema monofilară din figura 2. Se observă că aceasta este pe două rețele cu tensiune alternativă de nivele diferite (6 kV, 0,4 kV)

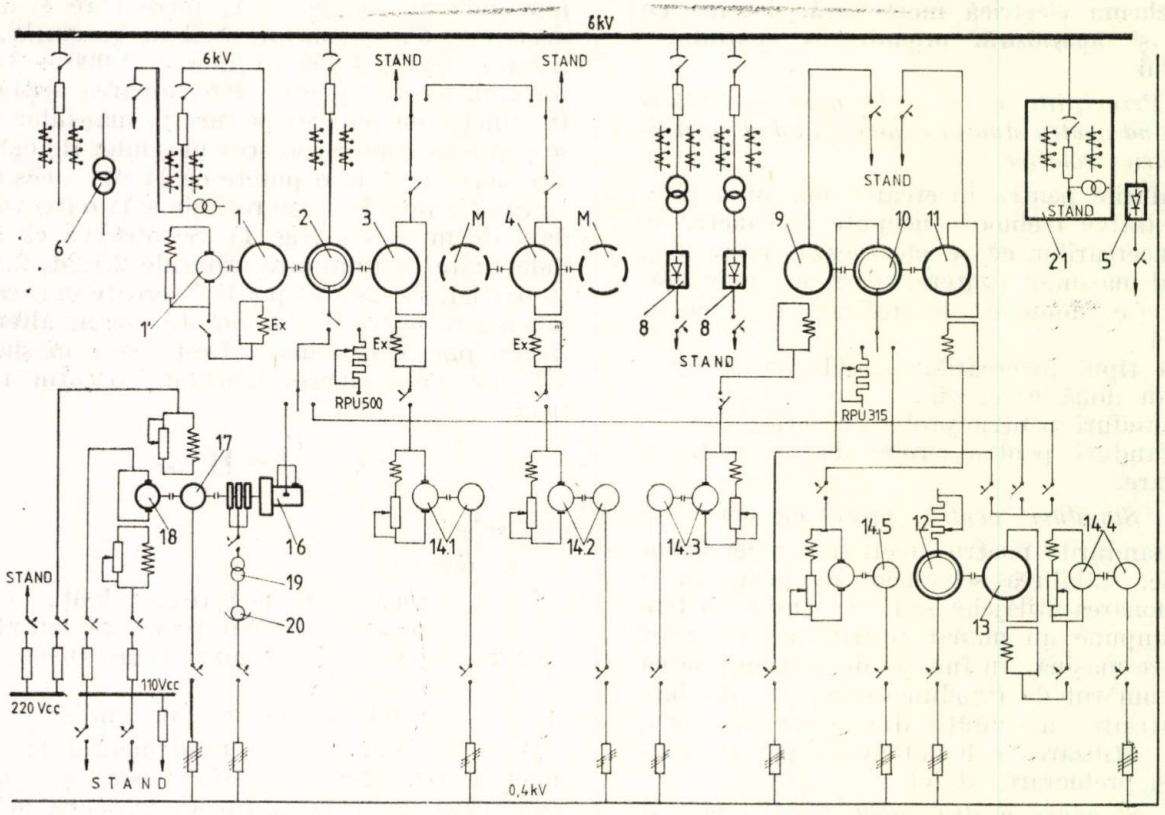


Fig. 2. Schema monofilară a standului de la Facultatea de electrotehnică a Universității din Craiova :

1. mașină sincronă 630 kVA, 6 kV, cos Ø = 0,8, 1000 rot/min ;
2. mașină asincronă cu rotor bobinat 500 kW, 6 kV, 1 000 rot/min ;
3. mașină de curent continuu 600 kV, 600 V, 1 000 rot/min ;
4. mașină de curent continuu cu stator oscilant și cîntar 200÷600 kW, 500÷1 500 rot/min.
5. cicloconvertor 0 ÷ 15 Hz, 3 × 600 A, 3 × 370 V ;
6. transformator independent 1000 kVA, 6/0,4 kV ;
8'8' redresoare în punte Graetz 800 V, 1000 A ;
9. mașină sincronă 265 kVA, 400 V, 1500 rot/min ;
10. mașină asincronă cu rotor bobinat 315 kW, 380 V, 1500 rot/min ;
11. mașină de curent continuu 240 kW, 440 V, 1 500 rot/min ;
12. mașină asincronă cu rotor bobinat 55 kW, 380 V, 600 rot/min ;
13. mașină de curent continuu 40 V, 1500 A, 600 rot/min ;
14.1 ÷ 14.5, grupuri de excitație ;
16. convertizor fără stator 0 + 30 V, 600 A, 0 ÷ 10 Hz ;
17. motor sincron 25 kW, 380 V, 1.500 rot/min ;
18. motor de curent continuu 20 kW, 220 V, 1500 rot/min ;
21. celulă de rețea 6 kV, 1,5 MVA

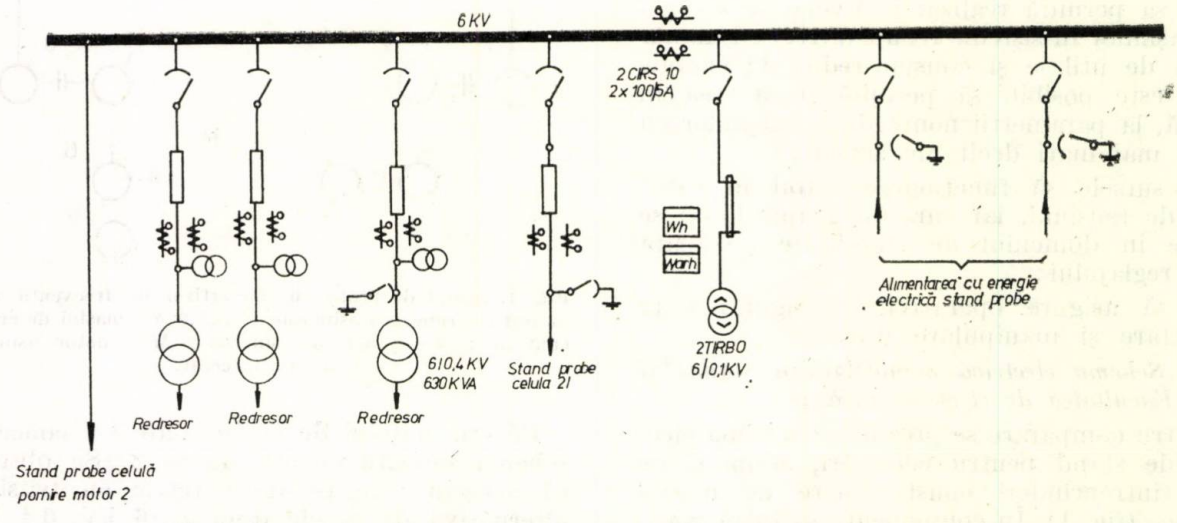


Fig. 3. Schema monofilară a stației de înaltă tensiune ce deservește standul.

și două rețele cu tensiune continuă (110 V, 220 V).

Energia electrică alternativă este distribuită celor două rețele prin intermediul unei stații de înaltă tensiune, proprie standului (fig. 3), direct la 6 kV și prin intermediul unui

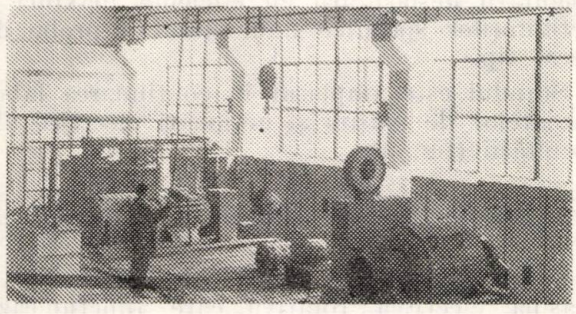


Fig. 4. Amplasarea tablourilor cu aparatura de comutație.

post de transformare la 0,4 kV, care deservește numai standul de probe. Organizarea standului cu stație proprie pentru distribuția energiei electrice îi asigură independență în activitate și, totodată, se evită producerea de perturbații în buna funcționare a celorlalți consumatori.

Realizarea legăturilor, conform schemei monofilare, dintre elementele ce intră în componența sa, se face cu aparatură de comutație montată în tablouri în care se găsesc, de asemenea, elementele de semnalizare, măsură și protecție. Aceste tablouri sînt dispuse lateral, de-a lungul spațiului prevăzut pentru încercări (fig.4).

2.3. Dotarea cu utilaje și aparatură

La realizarea criteriului privind extinderea gamei mașinilor încercate concură și posibilitatea de ridicare pe verticală și transport a mașinilor. În acest scop, standul este dotat cu un pod rulant bigrindă, cu acționare de la sol, cu înălțimea la cîrlig $h = 6$ m și sarcina $F = 8$ tf.

Cuplarea mașinilor este prevăzută în sistem semielectric cu semicuple. Pentru aceasta, s-a realizat un set de perechi de semicuple standardizate, cu diametrul interior de la $Ø = 60$ mm la $Ø = 140$ mm.

Pentru centrarea cu mașina cu stator oscilant a mașinilor de încercat, care au înălțimi

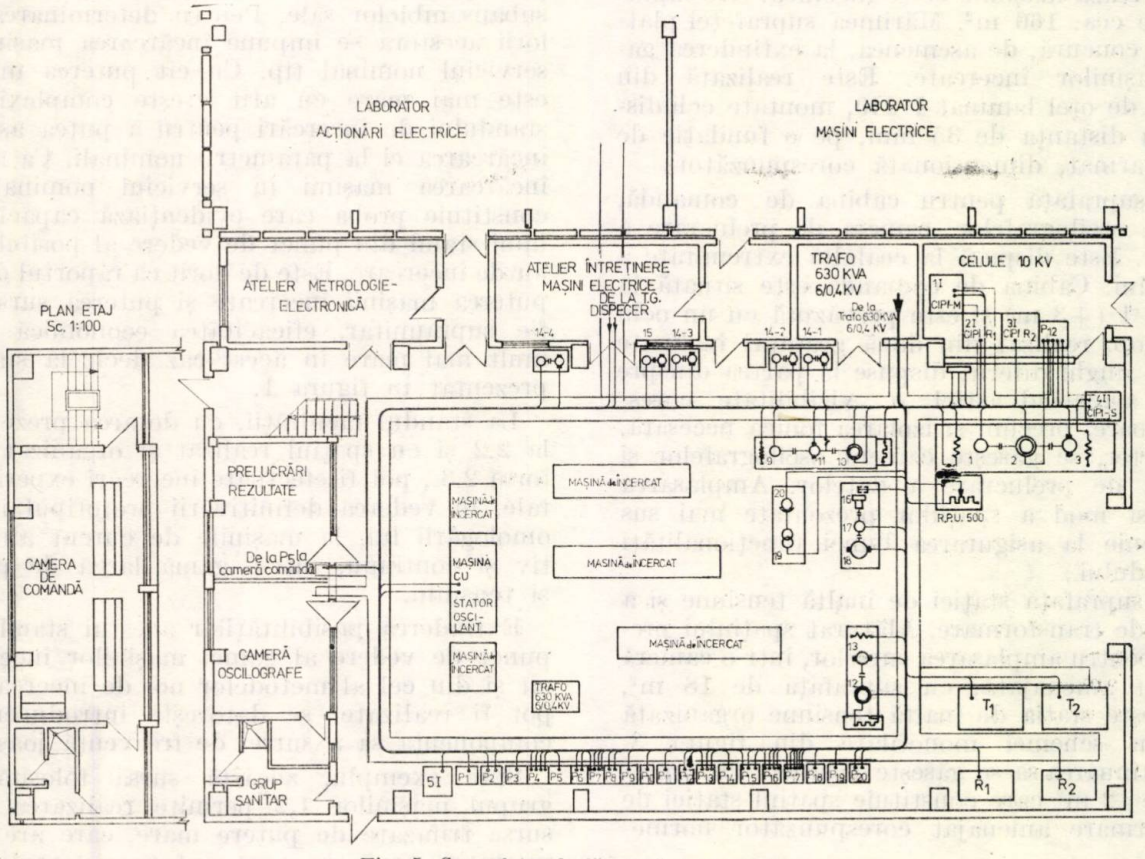


Fig. 5. Suprafața desfășurată a standului.

diferite ale capului de ax, sînt realizate două dispozitive a căror masă de centrare se poate deplasa pe verticală și rigidiza la cota dorită.

Pentru demontarea și montarea, chiar pe stand, în scopuri de cercetare, a mașinilor ce se încearcă sînt realizate dispozitive pentru scos rotorul.

Standul este dotat cu aparatură modernă pentru măsurarea mărimilor electrice și neelectrice din domeniul mașinilor electrice rotative,

2.4. Organizarea spațiului standului

Construcția standului este realizată sub formă de hală (fig. 5), cu dimensiunile 30 × 15 × 8m, pe schelet din stîlpi din beton, prefabricați, cu ziduri din BCA, acoperită cu grinzi de tip π, din beton precomprimat.

Suprafața standului este repartizată după funcțiuni astfel:

a — suprafața pentru amplasarea surselor, dispusă la extremitatea standului în care se face și accesul camioanelor ce transportă mașinile de încercat. Ocupă cca. 1/3 din suprafața totală a standului. Avînd în vedere puterea și gabaritul mașinilor încercate, numărul, acestora, precum și schema monofilară adoptată nu s-a prevăzut pentru surse o sală de mașini separată, considerîndu-se o soluție neeconomică în condițiile de mai sus;

b — platforma de încercări, spațiul pe care se centrează mașinile ce se înceracă. Are suprafața de cca. 160 m². Mărimea suprafeței platformei concură, de asemenea, la extinderea gamei mașinilor încercate. Este realizată din profile de oțel laminat I 240, montate echidistant la distanța de 35 mm, pe o fundație de beton armat, dimensionată corespunzător;

c — suprafața pentru cabina de comandă, camera oscilografelor, camera de prelucrare a datelor. Este dispusă la cealaltă extremitate a standului. Cabina de comandă este situată la nivelul 1 (+3 m) și este prevăzută cu un ochi de ciclop, realizat din două geamuri înclinate sub un unghi diferit, dispuse la partea dinspre stand, asigurînd astfel o vizibilitate corespunzătoare, precum și izolarea fonică necesară. La parter, se găsește camera oscilografelor și camera de prelucrare a datelor. Amplasarea în acest mod a spațiilor prezentate mai sus contribuie la asigurarea bunei funcționalități a standului;

d — suprafața stației de înaltă tensiune și a stației de transformare. Alăturat spațiului prevăzut pentru amplasarea surselor, într-o cameră adecvat amenajată, cu suprafața de 18 m², se găsește stația de înaltă tensiune organizată conform schemei monofilare din figura 3. În continuarea sa se găsește o cameră cu suprafața de 12 m² care constituie spațiul stației de transformare amenajat corespunzător normelor;

e — spațiul pentru activitățile anexe. În scopul asigurării unei bune funcționări a utilajelor și a aparaturii de comutație este organizat un atelier de întreținere într-o cameră cu suprafața de 18 m², dotat cu mașini-unelte ușoare și scule adecvate. Avînd în vedere numărul mare de aparate utilizate la încercări, clasa de precizie ridicată impusă de caracterul încercărilor, precum și diversitatea tipurilor aparatelor folosite s-a organizat, într-un spațiu comun (o cameră cu suprafața de 18 m²), un punct de verificare metrologică și un atelier de întreținere și reparații curente pentru aparatura de precizie folosită la măsurări. Aceste două camere sînt situate în prelungirea stației de înaltă tensiune și a stației de transformare.

În ceea ce privește organizarea spațiului, s-a urmărit utilizarea sa rațională în vederea asigurării desfășurării cu eficiență maximă a activităților specifice unui stand de probe de acest tip.

Standul este amplasat în continuarea laboratoarelor de mașini și acționări electrice ale facultății (fig. 5).

3. Posibilitățile de utilizare a standului

Este cunoscut că puterea dezvoltată de o mașină electrică rotativă, care funcționează într-un serviciu nomonal tip, este stabilită prin parametrii electromagnetici și încălzirea subansamblelor sale. Pentru determinarea valorii acestora se impune încărcarea mașinii în serviciul nominal tip. Cu cît puterea mașinii este mai mare cu atît crește complexitatea standului de încercări pentru a putea asigura încărcarea ei la parametrii nominali. Ca atare, încărcarea mașinii în serviciul nominal tip constituie proba care evidențiază capacitatea unui stand din punct de vedere al posibilităților de încercare. Este de dorit ca raportul dintre puterea mașinii încercate și puterea sursei să fie supraunitar, eficacitatea economică fiind mult mai mare în acest caz decît la standul prezentat în figura 1.

La standul facultății, cu dotarea prezentată la 2.2 și cu spațiul realizat și organizat conform 2.3., pot fi efectuate încercări experimentale, în vederea definitivării prototipului și a omologării lui, la mașinile de curent alternativ și continuu, într-o gamă largă de puteri și tensiuni.

Extinderea posibilităților acestui stand, din punct de vedere al gamei mașinilor încercate cît și din cel al metodelor noi de încercare ce pot fi realizate, se datorește introducerii în componența sa a sursei de frecvență joasă, 5.

Spre exemplu, această sursă folosită cu grupul mașinilor 1,2 permite realizarea unei surse trifazate de putere mare, care are proprietatea nouă de a avea faza sistemului de tensiuni controlat deplasabilă.

Folosită independent, permite încercarea mașinilor cu o putere mai mare decît a sursei standului.

Posibilitățile oferite de acest stand vor fi analizate în continuare.

3.1. Încercarea mașinilor de curent alternativ

Analizarea posibilităților de încărcare în sarcină, la parametrii nominali, va fi făcută cu ajutorul schemei simplificate din figura 6a.

3.1.1. Mașina de încercat M, cuplată cu mașina de curent continuu cu stator oscilant și cîntar, 4

Se utilizează cînd puterea și turația mașinii încercate pot fi asigurate de mașina *4*. Mașina *2* este conectată la rețeaua de 6 kV și este sincronizată antrenînd la turația de sincronism mașinile *1* și *3*. Prin modificarea în mod corespunzător a curenților de excitație ai mașinii *3,4* se încarcă în regimul și la parametrii dorîți mașina de încercat *M*.

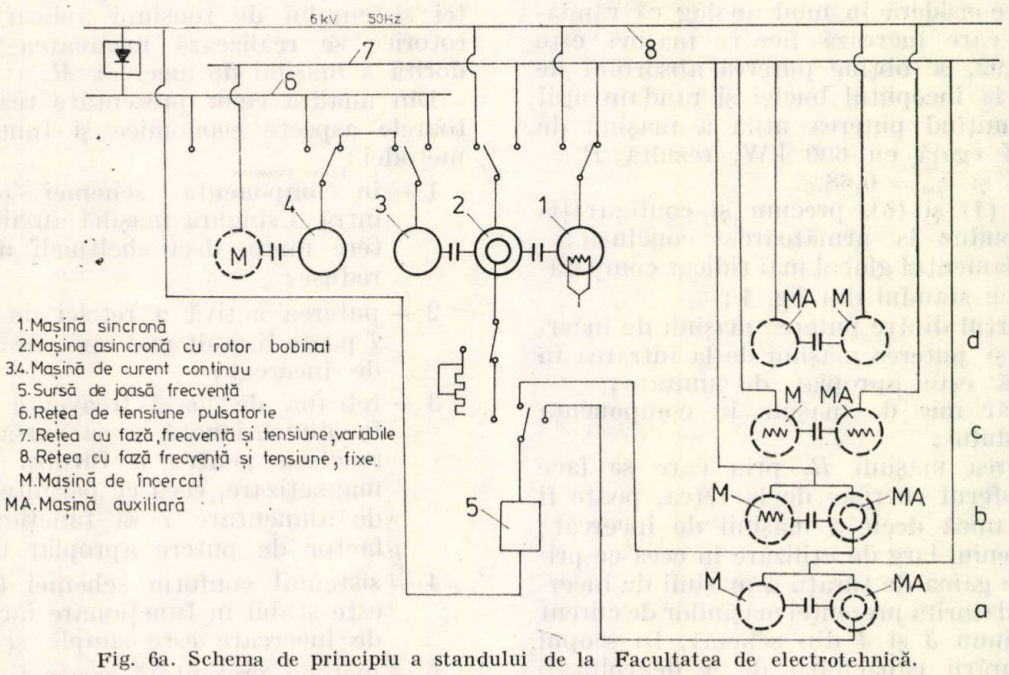


Fig. 6a. Schema de principiu a standului de la Facultatea de electrotehnică.

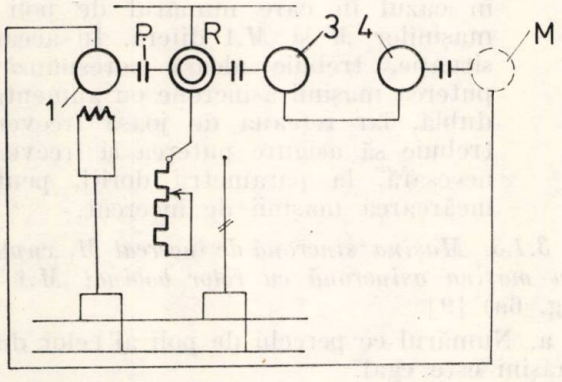


Fig. 6b. Schema de principiu pentru încercarea mașinilor cuplate cu mașina cu stator oscilant și cîntar, *4*.

Pentru a se stabili randamentul lanțului (fig. 6b), se notează :

P_1 — puterea la arborele mașinii *1*;

$4 \geqslant i \geqslant 1$ — un punct de legătură mecanică sau electrică din schemă.

Relația (1), în cazul de față, are sens pentru $i = 1$ considerat la bornele generatorului *1*, numerotarea continuînd înspre mașina de încercat :

m fiind numărul de mașini din schemă;

$m=1$ — mașina de început a schemei, respectiv generatorul *1*;

$m=n$ — mașina de sfîrșit a buclei, în cazul de față mașina *3*.

Conform relației (1), puterea la ieșirea din buclă, respectiv din mașina n, va fi :

$$P_n = P_1 \prod^{n} \eta_m. \qquad (3)$$

Puterea disipată în mașinile ce constituie bucla va fi :

$$P_L = P_1 - P_1 \prod^{n} \eta_m = P_1 (1 - \prod^{n} \eta_m). \qquad (4)$$

În același timp, P_L reprezintă puterea utilă debitată de motorul R (fig. 6b) prin care se face transferul de energie de la rețea. Dacă η_R este randamentul mașinii R, puterea absorbită de la rețea va fi :

$$P_R = \frac{P_1 (1 - \prod^{n} \eta_m)}{\eta_R}. \qquad (5)$$

Considerînd puterea P_n ca putere utilă a buclei, randamentul global va fi :

$$\eta = \frac{P_u}{P_u + \Sigma_p} = \frac{P_1 \prod^{n} \eta_m}{P_1 \prod^{n} \eta_m + \frac{P_1 (1 - \prod^{n} \eta_m)}{\eta_R}},$$

sau :

$$\eta = \frac{1}{1 - \dfrac{1}{1 - 1/\eta_R} + \dfrac{1}{\eta_R \prod_{n} \eta_m}} \cdot \qquad (6)$$

Dacă se consideră în mod analog că randamentul la care lucrează fiecare mașină este de circa 0,92, se obține puterea absorbită de mașina de la începutul buclei și randamentul global. Admițind puterea utilă a mașinii de încercat M egală cu 600 kW, rezultă $P_1 = 700$ kW și $\eta_m = 0{,}68$.

Relațiile (4) și (6), precum și configurația schemei conduc la următoarele concluzii :

1 — randamentul global mai ridicat comparativ cu standul din fig. 1 ;
2 — raportul dintre puterea mașinii de încercat și puterea mașinii de la intrarea în buclă este apropiat de unitate ;
3 — număr mic de mașini în componența standului ;
4 — puterea mașinii R, prin care se face transferul energiei de la rețea, poate fi mai mică decît a mașinii de încercat ;
5 — domeniul larg de utilizare în ceea ce privește gama de turații a mașinii de încercat, datorită prezenței mașinilor de curent continuu *3* și *4* din schemă. În scopul asigurării capacității de a dezvolta o putere cît mai mare la turații joase, mașinile *3* și *4* se construiesc cu ventilație independentă ;
6 — prezintă operativitate în schimbarea sensului de circulație a puterii active, respectiv în modificarea regimului de lucru al mașinii încercate ;
7 — prezența mașinilor de curent continuu *3* și *4* creează posibilitatea funcționării stabile a mașinilor asincrone în întregul domeniu al caracteristicii mecanice $M = f(s)$, schema permițînd, deci, ridicarea acestei caracteristici. Cuplul de rotație poate fi măsurat cu mașina *4* sau cu o cuplă torsiometrică intercalată între mașina de încercat M și mașina de curent continuu *4*.

3.1.2. Motorul asincron de încercat M, cuplat cu o mașină asincronă cu rotor bobinat MA (*a*, fig. 6a) [7]

Numărul de perechi de poli ai celor două mașini este egal iar puterea mașinii auxiliare MA este egală sau mai mare decît a mașinii încercate M. Mașina de încercat M este conectată la rețeaua de frecvență fixă *7*, constituită din mașina sincronă *1*, antrenată sincron de mașina asincronă sincronizată *2*. Rotorul mașinii asincrone auxiliare MA este alimentat de la sursa de joasă frecvență, realizată de ciclo-convertorul *5* sau convertizorul rotativ *16*, care permit reglarea în mod continuu a tensiunii și frecvenței. Sistemul de joasă frecvență creează în înfășurarea rotorului un sistem simetric de curenți care produc un cîmp circular. Acesta, deplasîndu-se în același sens cu rotorul, determină diminuarea turației rotorului încărcînd corespunzător mașina de încercat M. Prin modificarea controlată a frecvenței sistemului de tensiuni aplicat înfășurării rotorice se realizează încărcarea la puterea dorită a mașinii de încercat M.

Din analiza celor prezentate rezultă următoarele aspecte economice și funcționale ale metodei :

1 — în componența schemei (*a*, fig. 6a) intră o singură mașină auxiliară de putere mare, deci cheltuieli de investiții reduse ;
2 — puterea activă a rețelei de alimentare *7* poate fi mult mai mică decît a mașinii de încercat ;
3 — rețeaua de joasă frecvență trebuie să fie dimensionată și ca sursă de putere reactivă pentru a furniza energie de magnetizare, ceea ce permite ca rețeaua de alimentare *7* să funcționeze la un factor de putere apropiat de unitate ;
4 — sistemul conform schemei (*a*, fig. 6a) este stabil în funcționare iar tehnologia de încercare este simplă și operativă ;
5 — metoda prezentată poate fi aplicată și în cazul în care numărul de poli ai mașinilor M și MA diferă. În această situație, trebuie aleasă corespunzător puterea mașinii asincrone cu alimentare dublă, iar rețeaua de joasă frecvență trebuie să asigure puterea și frecvența necesară, la parametrii dorîți, pentru încărcarea mașinii de încercat.

3.1.3. Mașina sincronă de încercat M, cuplată cu mașina asincronă cu rotor bobinat MA (*b*, fig. 6a) [9]

a. Numărul ce perechi de poli ai celor două mașini este egal.

Această condiție impune ca înfășurarea rotorului mașinii asincrone să fie conectată la un sistem de trei tensiuni continue, care să stabilească în înfășurare trei curenți continui conform relației (7) :

$$I_1 = I_{max} \sin \gamma,$$
$$I_2 = I_{max} \sin(\gamma - 2\pi/3), \qquad (7)$$
$$I_3 = I_{max} \sin(\gamma - 4\pi/3),$$

unde :

γ este argumentul funcției de variație a curenților, este o mărime independentă de timp.

Curenţii conform relaţiei (7) determină un cîmp magnetic definit de expresia (8)

$$f_M(\gamma, \alpha) = 3/2F_{M\,max} \cos(\gamma - \alpha), \quad (8)$$

unde:

α fiind variabila unghiulară a repartiţiei spaţiale, considerată de la axa q a fazei 1, în sens orar.

Pentru încărcarea maşinii de încercat se procedează astfel:

— se aduce grupul celor două maşini cuplate mecanic la turaţia de regim folosind maşina sincronă pentru antrenare;

— se stabileşte în înfăşurarea rotorului maşinii asincrone sistemul de curenţi conform relaţiei (7);

— se modifică valorile curenţilor ce parcurg înfăşurarea rotorului pentru a se realiza condiţiile de conectare în paralel cu reţeaua comună. După conectarea maşinii asincrone la reţeaua comună, se modifică simultan valorile curenţilor din înfăşurarea rotorului, respectiv se măreşte intensitatea cîmpului magnetic inductor la valoarea ce asigură nivelul necesar de putere reactivă vehiculat între reţea şi maşina asincronă sincronizată;

— se acţionează asupra curenţilor din înfăşurarea rotorului maşinii *MA*, astfel încît să ia valori conform relaţiei (7). Se realizează astfel o decalare în raport cu rotorul a axelor cîmpului magnetic inductor cu un unghi θ. Sensul de decalare al cîmpului magnetic inductor (8), impus de regimul de lucru al maşinii de încercat *M*, se realizează în funcţie de sensul în care se acţionează asupra valorii curenţilor din înfăşurarea rotorului.

Maşina *MA* dezvoltă un cuplu electromagnetic al cărui sens este astfel încît tinde să diminueze unghiul intern θ, ceea ce determină o decalare a rotoarelor, deci apariţia unui unghi intern la maşina sincronă *M*. Aceasta va dezvolta şi ea un cuplu electromagnetic, opus ca sens celui dezvoltat de maşina *MA* şi egal cu acesta în regim staţionar. În acest mod, maşina sincronă *M* se încarcă în regimul şi la parametrii doriţi.

Schema de principiu (*b*, fig. 6a) pune în evidenţă avantajele funcţionale şi economice ale metodei, şi anume:

1 — în componenţa schemei intră o singură maşină mare, auxiliară, deci cheltuieli de investiţii minime;

2 — puterea activă absorbită de la reţeaua comună este necesară numai pentru acoperirea pierderilor din statoarele celor două maşini, deci puterea activă a reţelei comune poate fi mai mică decît a maşinii de încercat;

3 — puterea reactivă schimbată între reţeaua comună şi maşini poate fi reglată la valoarea minimă prin intermediul curenţilor din înfăşurarea rotorului maşinii *MA*.

b. Numărul de perechi de poli ai celor două maşini este diferit.

Această condiţie impune ca sistemul de tensiuni ce alimentează înfăşurarea rotorului maşinii asincrone *MA*, cuplată mecanic cu maşina de încercat (*b*, fig. 6a), să permită reglarea frecvenţei, fazei şi modulului în mod continuu şi controlat.

La alegerea maşinii asincrone cu rotor bobinat *MA* trebuie să se aibă în vedere valoarea turaţiei la care această maşină funcţionează în sistem în raport cu turaţia sa nominală.

Eficienţa economică a metodei şi proprietăţile sale sînt evidente.

3.1.4. Încărcarea maşinilor de curent alternativ utilizînd numai grupul de maşini 1,2 şi reţeaua 8

Metoda se aplică, atît la maşinile sincrone cît şi la cele asincrone, cînd nu se dispune de o maşină auxiliară de tip asincron cu rotor bobinat. Pentru a fi aplicată la maşini sincrone este necesară o maşină sincronă auxiliară *MA*, care să fie corespunzătoare ca putere şi turaţie (*c*, 6a). Maşina auxiliară se conectează la reţeaua *8*, iar maşina de încercat la reţeaua *7*, care are faza controlat variabilă.

Se observă că, alimentînd înfăşurarea rotorului maşinii asincrone 2 de la sursa de joasă frecvenţă 5, cu sistemul de trei tensiuni continue care creează sistemul celor trei curenţi continui (7), aceştia realizează cîmpul magnetic de pe rotor (8), ce se poate deplasa în raport cu rotorul. Pentru a se stabili unghiul intern la valoarea care să asigure cuplul electromagnetic impus, rotorul maşinii *2*, deci şi al maşinii *1*, se deplasează. Ca urmare, se modifică faza sistemului simetric al tensiunilor de la bornele maşinii 1, care constituie reţeaua *7*.

Dacă sistemul de tensiuni ce alimentează înfăşurarea rotorului maşinii *2* are frecvenţă diferită de zero, viteza de rotaţie a cîmpului ce apare pe rotor va determina modificarea turaţiei rotorului în mod corespunzător, deci frecvenţa sistemului de tensiuni de la bornele generatorului *1*, evident avînd în vedere că cele două rotoare sînt cuplate. Modificînd faza reţelei *7* se realizează încărcarea maşinii de încercat în regimul şi la parametrii doriţi.

Poate fi utilizată ca maşină auxiliară şi un motor asincron cu rotorul în scurtcircuit. În acest caz, se conectează la reţeaua 8 maşina de încercat iar maşina auxiliară *MA* la reţeaua *7* care, avînd posibilitatea de a-şi modifica frecvenţa, permite încărcarea sistemului la parametrii doriţi.

Modul de utilizare a reţelelor *7* şi *8* la maşinile asincrone este determinat de tipul maşinii auxi-

liare. Dacă mașina auxiliară *MA* este motor asincron cu rotorul în scurtcircuit, aceasta se conectează la rețeaua *7*, iar mașina de încercat la rețeaua *8* (*d*, dig. 6a). Modificînd corespunzător frecvența rețelei *7*, la mașina de încercat *M*, se stabilesc parametrii doriți. Dacă mașina auxiliară *MA* este de tip sincron se procedează în mod similar ca mai sus.

În cadrul metodelor de la 3.1.4., puterea mașinii de încercat este limitată de cea a rețelei *7*.

Se remarcă, de asemenea, că numărul de mașini ce alcătuiesc schema este mai mic decît la standul de la 3.1.2., iar dintre acestea numai două fac parte din componența standului.

3.2. Determinarea pierderilor și reactanțelor mașinilor electrice rotative [*10*, *11*]

Pe lîngă posibilitățile de încercare, prezentate mai sus, standul permite și determinarea pierderilor și reactanțelor, atît în funcție de frecvență, cît și în funcție de faza sistemului de tensiuni aplicat mașinii, această ultimă posibilitate fiind specifică standului analizat. Pentru exemplificare se prezintă utilizarea acestui tip de stand la determinarea reactanței sincrone transversale.

Una din metodele folosite pentru determinarea acestui parametru este cea a alunecărilor mici. Parametrii astfel obținuți sînt afectați de erori datorită faptului că regimul în care se determină nu este staționar.

Pentru determinarea parametrilor din axa transversală, conform metodei preconizate, mașina de încercat *M* (*c*, fig. 6a) este antrenată sincron la turația nominală, circuitul său inductor fiind nealimentat, iar circuitul statoric alimentat de la rețeaua 7 cu fază variabilă. Se decalează continuu faza sistemului de tensiuni, deci a axelor cîmpului învîrtitor al statorului mașinii încercate, în raport cu axele rotorului său. Odată cu măsurarea tensiunii, curentului și puterii active, se determină, prin diverse metode, unghiul de decalaj dintre axa longitudinală a rotorului și axa cîmpului rezultant din întrefier. Din datele măsurărilor făcute și reprezentate în funcție de unghiul intern se determină parametrii corespunzători celor două axe. Parametrii astfel obținuți nu sînt afectați de eroarea de metodă, deoarece sînt determinați în însăși regimul care îi definește.

Utilizînd cicloconvertorul *5*, ca sursă independentă de joasă frecvență, pot fi determinați parametrii mașinii sincrone prin metoda alimentării cu tensiune la frecvență foarte mică și rotorul imobil.

3.3. Încercarea mașinilor asincrone la frecvență redusă

Este cunoscută tendința actuală în ceea ce privește folosirea acționărilor cu motoare asincrone cu rotorul în scurtcircuit, alimentate de la un sistem trifazat de tensiuni de frecvență redusă.

Cicloconvertorul *5*, din dotarea standului, permite studierea comportării mașinilor asincrone, în acest domeniu de frecvențe, din punct de vedere al caracteristicilor, cuplului și încălzirii.

De asemenea, pot fi efectuate încercări în regim de scurtcircuit trifazat, la $f = 5$ Hz a mașinilor asincrone cu dublă colivie sau bare înalte, în vederea determinării caracteristicilor acestora prin metoda indirectă a diagramei cercului.

3.4. Încercarea mașinilor de curent continuu

Standul de la Facultatea de electrotehnică, prezentat în schema desfășurată din figura 2 sau cea simplificată din figura 6a, avînd în componența sa mașinile de curent continuu *3*,*4* și sursele de tensiune pulsatorie *8*,*8'*, permite încercarea mașinilor de curent continuu atît cu excitație-derivație, cît și cu excitație-serie, alimentate cu tensiune continuă sau pulsatorie.

3.4.1. Încercarea mașinilor de curent continuu cu excitație-derivație

Dacă se dispune de două mașini practic identice, acestea se cuplează cu mașina cu stator oscilant și cîntar *4*, și se conectează în opoziție (fig. 2). Mașina *4* va asigura pierderile în cele două mașini supuse încercărilor. Rezultă că, prin această metodă, pot fi încercate mașini cu putere mult mai mare decît a mașinii de antrenare *4*.

Prezența redresoarelor *8* și *8'* și a mașinilor *3* și *4* permite realizarea unor alte variante de încărcare a mașinii de încercat, în funcție de parametrii săi.

3.4.2. Încercarea mașinilor de curent continuu cu excitație serie

Metoda cea mai utilizată este cea a încărcării în opoziție cu survoltor și rețea (fig. 7a). Existența survoltorului *13* permite aplicarea acestei metode de încărcare cu ajutorul căreia se determină caracteristicile randamentul mașinilor și încălzirea lor.

Utilizînd redresoarele *8* și *8'*, ca surse cu tensiune pulsatorie, pot fi încercate motoare serie care funcționează alimentate cu acest gen de tensiune. Schema de încercare este prezentată în figura 6b.

3.4.3. Încercarea mașinilor de curent continuu alimentate de la surse comandate

În această categorie intră mașinile utilizate pentru acționarea laminoarelor, în foraj etc.

Dezvoltarea în continuare a electronicii de putere va lărgi domeniul de utilizare a acestor tipuri de surse.

Prin dotarea sa, standul permite încărcarea mașinilor în sistem recuperativ în vederea realizării regimurilor de funcționare. Sursa de alimentare fiind specializată se preconizează ca

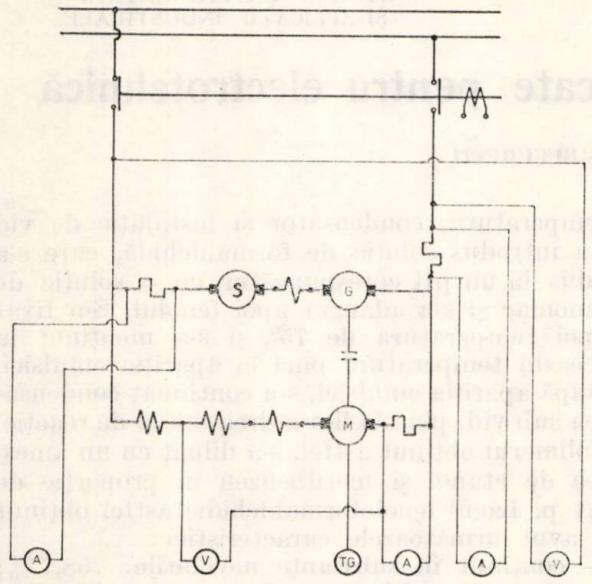


Fig. 7a. Schema de principiu pentru încercarea motoarelor de curent continuu, serie, alimentate cu tensiune continuă.

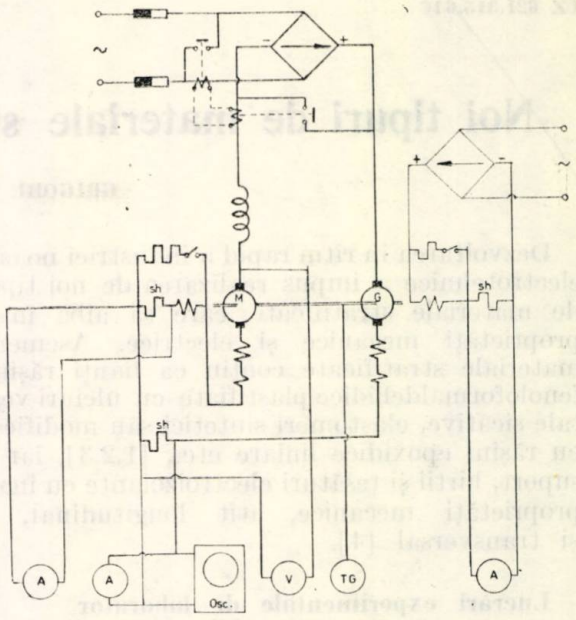


Fig. 7b. Schema de principiu pentru încercarea motoarelor de curent continuu, serie, alimentate cu tensiune pulsatorie.

încercarea să se facă cu sursa proprie. De asemenea, într-o perspectivă apropiată, se prevede dotarea standului cu surse cu diode comandate.

4. Concluzii

1. Standul de la Facultatea de electrotehnică a Universității din Craiova, pentru studiul experimental al mașinilor eletrice rotative, permite rezolvarea integrală a unor probleme de producție, completarea pregătirii în specialitate a viitorilor ingineri, precum și dezvoltarea activității de cercetare a studenților și cadrelor didactice, constituind o formă unică de integrare a învățământului superior cu cercetarea și producția.

2. Schema monofilară, concepută pe baza unor principii originale, dotarea și organizarea spațiului permit efectuarea de cercetări experimentale pentru definitivarea și omologarea unei game extinse de prototipuri de mașini electrice rotative cu puteri pînă la circa 2 MW, cu consum minim de energie și cu număr redus de mașini în schemă. Astfel, se pot încărca la parametrii nominali mașini de curent alternativ și continuu cu puteri de cca. patru ori mai mari decît cea a sursei.

3. Standul realizat se caracterizează printr-un înalt grad de economicitate atît sub aspectul investițiilor cît și al consumului de energie. Această proprietate rezultă din faptul că permite încărcarea unei game largi de mașini de curent alternativ și continuu, în sistem recuperativ cu număr mic de mașini auxiliare, puterea mașinii de încercat putînd fi mai mare decît a fiecăreia din mașinile sistemului. De asemenea, numărul minim de mașini din sistem conduce atît la reducerea cheltuielilor de investiții cît și a consumului de energie.

Bibliografie

[1] *Nicolaide, A.* Mașini electrice. Teorie. Proiectare, vol. I, II, Craiova, Editura Scrisul românesc, 1975.

[2] *Gheorghiu, I. S., Fransua, Al.* Tratat de mașini electrice, vol. I, II, III, IV, București, Editura Academiei R.S.R., 1972.

[3] *Dordea, T.* Mașini electrice, București, Editura didactică și pedagogică, 1977.

[4] *Bălă, C.* Mașini electrice, București, Editura didactică și pedagogică, 1980.

[5] *Cîmpeanu, A.* Mașini electrice, Craiova, Editura Scrisul românesc, 1978.

[6] *Drăgănescu, O. Gh.* Elaborare tehnologie stand probe de la Facultatea de electrotehnică. Contract cercetare nr. 8144/07—77/nr. 8213/077—77 cu Institutul de proiectare al jud. Dolj.

[7] *Drăgănescu, O. Gh.* Metodă pentru încercarea în sarcină a mașinilor asincro. Brevet invenție, nr. 4382/27—01—1965 O.S.I., R.S.R.

[8] *Drăgănescu, O. Gh.* Stand și metode pentru încercarea mașinilor rotative de curent alternativ. Brevet invenție nr. 53047/07—08—1970, O.S.I., R.S.R.

[9] *Drăgănescu, O. Gh.* Cîmp magnetic radial, cu repartiție spațială, cu axa polilor controlat deplasabilă și aplicațiile sale. În : Electrotehnica **20**, nr. 5, 1972, p. 164—169.

[10] *Drăgănescu, O. Gh.* Metode pentru determinarea impedanței de succesiune homopolară la mașinile sincrone. In : Electrotehnica 24, nr. 7, 1976, p. 231—240.

[11] *Drăgănescu, O. Gh.* Metodă pentru măsurarea pierderilor mașinilor electrice. In : Electrotehnica **17**, nr. 11 1969, p. 424—429.

CZ 621.315.616

MATERIALE ELECTROIZOLANTE
STUDII, EXPERIMENTĂRI
ȘI APLICAȚII INDUSTRIALE

Noi tipuri de materiale stratificate pentru electrotehnică

GRIGORE NICOLA* — BUCUREȘTI

Dezvoltarea în ritm rapid a industriei noastre electrotehnice a impus realizarea de noi tipuri de materiale stratificate, care să aibă înalte proprietăți mecanice și electrice. Asemenea materiale stratificate conțin ca lianți rășinile fenoloformaldehidice plastifiate cu uleiuri vegetale sicative, elastomeri sintetici sau modificate cu rășini epoxidice liniare etc., [1,2,3], iar ca suport, hîrtii și țesături electroizolante cu înalte proprietăți mecanice, atît longitudinal, cît și transversal [4].

Lucrări experimentale de laborator

Lucrările experimentale de laborator s-au efectuat la ICME-București, în cursul anilor 1979/1980, și au avut ca scop realizarea a două tipuri de materiale stratificate, necesare în construcția mașinilor de tracțiune supuse la solicitări mecanice deosebite :

— material stratificat cu suport hîrtie și liant rășină fenoloformaldehidică, cu înalte proprietăți mecanice, necesar în construcția mașinilor electrice de tracțiune, supuse la solicitări mecanice și electrice, în scopul înlocuirii unui material stratificat, importat, sub denumirea de „material stratificat tip LAM 2053" ;

— material stratificat cu suport țesătură de bumbac și liant rășină fenoloformaldehidică, cu înalte proprietăți mecanice și electrice, în scopul înlocuirii unui material stratificat importat sub denumirea de „material stratificat tip LAM 2048".

Studii privind obținerea materialului stratificat cu suport hîrtie și liant rășină fenoloformaldehidică

Pentru obținerea materialului stratificat cu suport hîrtie s-au încercat în laborator mai mulți lianți dintre care :

— rășină fenoloformaldehidică, obținută prin sinteza directă a amestecului de fenoli, în care raportul între fenol/p-alchilfenol este de 3, iar raportul între formaldehidă și fenoli este de 1,5, notată cu R1. Sinteza polimerului s-a făcut pe o stație pilot de laborator, cu o capacitate de 25 l. Modul de lucru a fost următorul : în vasul de reacție al instalației pilot, prevăzută cu aparatură automată pentru reglarea temperaturii, condensator și instalație de vid s-a introdus soluția de formaldehidă, care s-a adus la un pH corespunzător cu o soluție de amoniac și s-a adăugat apoi fenolul. S-a fixat apoi temperatura de 75°, și s-a menținut la această temperatură pînă la apariția emulsiei. După apariția emulsiei, s-a continuat condensarea sub vid, pînă la limpezirea masei de reacție. Polimerul obținut astfel, s-a diluat cu un amestec de etanol și metilbenzen în proporție de 1/1 p. Lacul fenoloformaldehidic astfel obținut a avut următoarele caracteristici :

— conținut în substanțe nevolatile. .58,7 % ;
— timp de gelifiere la temperatura de 160° . . . 337 s ;
— viscozitatea soluției, cupa Ø = 4 mm, la temperatura de 20°C . . . . . .25 s ;
— fenol liber . . . . . .14,3 %.

La o altă rețetă s-a lucrat cu un amestec de fenoli, respectîndu-se raportul molar R1 și apoi s-a plastifiat cu ulei de lemn de China (tung), conform tehnologiei stabilite în lucrarea [5], după care s-a efectuat condensarea cu formaldehida, conform tehnologiei stabilite pentru rețeta R1. S-a obținut lacul fenoloformaldehidic plastifiat, notat în prezenta lucrare cu R2, care a avut următoarele caracteristici principale :

— conținut în substanțe nevolatile . .55,4 % ;
— timp de gelifiere la temperatura de 160° . . . 435 s ;
— viscozitatea soluției, cupa Ø = 4 mm 45s ;
— conținut în fenol liber . . . . .13,2 %.

Bucățile de hîrtie cu dimensiunile de 250 × ×200 mm s-au impregnat cu lacurile R1 și R2 apoi s-au uscat obținîndu-se hîrtiile impregnate IR1 și IR2 cu următoarele caracteristici principale :

— conținut în polimer . . . . .35...40 % ;
— conținut în substanțe volatile . . . max 6 % ;
— „flow test" sau curgerea sub presiune și temperatură . . . . . .15...20 %.

Din hîrtiile impregnate s-au presat materiale stratificate tip SR1 și SR2, în următoarele condiții, pe o presă de laborator :

— temperatura de presare . . . .160...165° ;
— presiune specifică
  — preîncălzire . . . . . .45 kg/cm² ;
  — presarea propriu-zisă . . . .90 kgf/cm² ;
— timp de presare
  — grosime sub 3 mm . . . . .7 min/mm ;
  — grosime peste 3 mm . . .6...7 min/mm.

* Institutul de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică — București.

Din materiale stratificate obținute s-au executat epruvete, conform indicațiilor STAS 7144-70 și STAS 10289-75, pe care s-au determinat următoarele caracteristici principale cerute stratificatului:

— rezistența la încovoiere;
— rezistența la șoc;
— absorbția de apă, după 8 zile;
— rigiditatea dielectrică, în ulei la 90°, după condiționarea prealabilă a epruvetelor timp de 4 ore la temperatura de 70°C;
— perpendicular pe straturi;
— paralel cu straturile.

Rezultatele sînt prezentate în tabelul 1.

Analizînd rezultatele prezentate în tabelul 1, se constată că produsele obținute nu ating valorile cerute de norma ASEA la rezistența la șoc. Întrucît rezistența la șoc pentru un produs obținut și prezentat în lucrare [6] a fost mai mare decît cea obținută cu rășini fenoloformaldehidice plastifiate, prezentate mai înainte, s-au reluat cercetările efectuate în anii precedenți și s-au îndreptat în următoarele direcții principale:

1 — creșterea greutăților moleculare a polimerului fenoloformaldehidic;

2 — reducerea conținutului în polimer pe suportul impregnat.

Pentru creșterea greutății moleculare a polimerului s-a procedat ca și în lucrarea [6] și s-a mărit atît timpul de condensare sub reflux cît și acela de condensare sub vid. Polimerul astfel obținut s-a diluat cu un amestec alcool: toluen, conform lucrării (7), și a avut un următoarele caracteristici principale:

— conținut în substanțe nevolatile 60,2%;
— viscozitate, cupa Ø = 4 mm . .15,3 s;
— timp de gelifiere, la 160°C . . . .110 s;
— conținut în fenol liber . . . . . .8,7%.

Pentru reducerea conținutului în polimer pe suport s-a diluat lacul în continuare la un conținut în substanțe nevolatile de 56,3 %. Lacul astfel preparat s-a folosit la impregnarea de hîrtii de impregnare similare acelor prezentate mai înainte. Uscarea s-a efectuat în etuvă ventilată la o temperatură de 90...100° și s-au obținut următoarele caracteristici principale:

— conținut în polimer pe suport 35...38%;
— conținut în substanțe volatile 3...4%;
— „flow test" sau curgerea sub presiune 10...12 %.

Presarea produsului s-a efectuat în următoarele condiții principale:

— presiunea specifică kgf/cm²;
— inițial la preîncălzire . . .75
— presare propriu-zisă 90
— temperatura de presare . . .160...165°C;
— timp de presare . . . . . .6...7 min/mm.

Materialul stratificat obținut a avut următoarele caracteristici principale:

1. Rezistența la încovoiere, kgf/cm²:
   — longitudinal 1855,7;
   — transversal . . . . . .1579,3.
2. Rezistența la șoc, kgfcm/cm²:
   — longitudinal 31,5;
   — transversal 26,8
3. Absorbția de apă, %:
   — după menținerea în apă distilată 4 zile 0,45;
   — după menținere în apă distilată timp de 8 zile 0,98
4. Rigiditatea dielectrică, kV/mm:
   — menținerea în ulei 1 min la temperatura de 20°C 15,6;
   — menținere în ulei 30 minute, la temperatura de 20°C 13,7;
   — menținere în ulei la 90°C, timp de 1 minut 12,8;
   — menținerea în ulei la 90°C; timp de 30 minute . . . . . 10,2.

Analizînd rezultatele prezentate mai înainte se constată că produsul corespunde condițiilor impuse în norma ASEA.

Tabelul 1

Proprietățile materialelor stratificate, SR1, SR2 și LAM2053

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	LAM 2053*	SR1	SR2
1.	Rezistența la încovoiere, kgf/cm²			
	— longitudinal	min 1 700	1 860,4	1 967,3
	— transversal	min 1 400	1 436,2	1 503,4
2.	Rezistența la șoc, kgfcm/cm²			
	— longitudinal	min 30	23,5	25,4
	— transversal	min 25	15,3	17,3
3.	Rigiditatea dielectrică**, kV/mm			
	— perpendicular pe straturi	min 8	10,3	11,7
	— paralel cu straturile***	min 40	40	40
4.	Absorbția de apă, %	max 1,8	1,20	1,12

* impuse de norma ASEA 110—41,
** determinată pe grosimea de 10 mm redusă la 3 mm,
*** distanța între electrozi de 25 mm.

Studii de laborator privind obținerea materialului stratificat cu suport țesătură de bumbac

Pentru obținerea materialului stratificat cu suport țesătură, s-a impregnat țesătură de bumbac tip suport PVC, cu lacurile fenoloformaldehidice, notate cu R1 și R2 și prezentate mai înainte. Uscarea țesăturilor impregnate s-a făcut în mod similar cu cea a hîrtiilor impregnate, prezentate mai înainte, cu deosebirea că conținutul în polimer pe suport a fost de 50...55%, iar conținutul în substanțe volatile de max 9%.

Presarea materialului stratificat s-a făcut în condițiile similare cu a materialului stratificat tip SR1 și SR2. S-a obținut materialul stratificat tip TR1 și TR2, cu următoarele caracteristici principale, date în tabelul 2.

Analizînd produsele obținute se constată că acestea nu corespund condițiilor impuse de norma ASEA, pentru materialul LAM 2048, importat de la firma ASEA-Suedia, la rezistența la șoc. Din lucrările din anii precedenți a reieșit că rezistența la șoc pentru un produs obținut din rășină melaminoformaldehidică modificată cu rășină fenoloformaldehidică, este mai mare decît cea impusă de norma ASEA, deci s-a trecut la experimentarea acestui tip de copolimer în scopul efectuării tuturor încercărilor conform cerințelor normei ASEA. Copolimerul dizolvat în amestec de apă : alcool etilic a avut următoarele caracteristici principale :

— conținut în substanțe nevolatile...53,6%;
— viscozitatea, cupa Ø = 4 mm...13 s;
— timp de gelifiere la temperatura de 160°C ... 110 s.

Lacul melaminofenoloformaldehidic s-a folosit la imprenarea de bucățele de țesătură de bumbac, tip suport PVC din producția curentă a ICME. Condițiile de uscare fiind similare acelora indicate mai înainte. S-a obținut țesătură impregnată cu următoarele caracteristici principale :

— conținut în rășină uscată (încărcarea) 52...55%;
— conținut în substanțe volatile... max 9%;
— „flow test" sau curgerea sub presiune și temperatură .....10...12%.

Presarea materialului stratificat s-a făcut în următoarele condiții principale :

— temperatura de presare 125...135°;
— timp de presare .....75 min;
— presiunea specifică ....90 kgf/cm².

S-a obținut un material stratificat cu grosimea de 10 mm, cu următoarele caracteristici principale :

1. Rezistența la încovoiere, kgf/cm² :
— în direcția urzelii 1 706,8;
— în direcția bătăturii .....1 305,4.
2. Rezistența la șoc, kgf cm/cm² :
— în direcția urzelii 45,3;
— în direcția bătăturii .....33,4.
3. Rezistența la compresiune, kgf/cm² :
— perpendicular pe direcția straturilor ... 3 050,5;
— paralel cu direcția straturilor 1 765,4.
4. Rezistența la despicare, kgf ... 450,4
5. Rigiditatea dielectrică, kV/mm* :
— după menținere 1 minut la 20°C ... 20,3;
— după menținere 30 minute la 20°C ... 18,5;

Tabelul 2

Caracteristicile principale ale materialelor stratificate cu suport țesătură de bumbac tip suport PVC

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	LAM 2048	TR1	TR2
1	Rezistențe la încovoiere, kgf/cm²			
	— longitudinal	min 1 300	1 700,4	1 706,3
	— transversal	—	1 250,5	1 310,7
2	Rezistența la șoc, kgfcm/cm²			
	— longitudinal	min 35	27,7	28,6
	— transversal	—	20,5	21,3
3	Rezistența la compresiune, kgf/cm²			
	— perpendicular pe straturi	min 2 000	2 650,3	2 635,1
4	Rigiditatea dielectrică, kV/mm*			
	— după 1 minut la 20°C	min 10	15,4	15,7
	— după 30 minute la 20°C	min 7	13,2	13,4
	— după 1 minut la 90°C	min 6	11,5	11,6
	— după 30 minute la 90°C	min 5,5	8,7	8,9
5	Tensiunea de străpungere, kV**			
	— la temperatura de 20°C	min 30	42,3	43,6
	— la temperatura de 90°C	min 20	29,5	30,1

* Perpendicular pe direcția straturilor, pe epruvete reduse la o grosime mai mică de 3 mm. Determinarea s-a executat în ulei la temperatura indicată în tabel.

** Determinarea s-a făcut paralel cu direcția straturilor, la o distanță între marginile electrozilor de 25 mm.

* perpendicular pe straturi, în ulei, distanța între electrozi este de 2,5...3,0 mm ;

— după menținere 1 minut la 20°C ...15,3;
— după menținere 30 minute la 20°C ...12,8.
6. Tensiunea de străpungere, kV**:
— la temperatura de 20°C 50,3;
— la temperatura de 90°C 40,5;
7. Absorbția de apă, %***
— după menținere 4 zile 0,65;
— după menținere 8 zile . . . . .0,86.

Analizînd rezultatele obținute pe produs se constată că materialul stratificat corespunde condițiilor impuse de norma ASEA, și deci se propune pentru experimentări industriale.

Studii privind obținerea materialelor stratificate pe instalații industriale

Din studiile efectuate în fază de laborator a reieșit că atît materialul stratificat avînd ca suport hîrtie și liant rășină fenoloformaldehidică, cît și acela cu suport țesătură de bumbac, tip suport PVC și liant rășină melaminofenoloformaldehidică, corespund integral condițiilor impuse de norma ASEA.

Studii experimentale industriale privind obținerea materialului stratificat cu suport hîrtie

Pentru reproducerea industrială a materialului stratificat cu suport hîrtie s-a fabricat o rășină fenoloformaldehidică similară aceleia folosită în lucrările de laborator. Modul de obținere a polimerului fenoloformaldehidic fiind similar aceluia prezentat în lucrare [6]. Principalele tipuri de reacții care au loc în diferite faze ale condensării sînt similare acelora date în lucrearea [6]. După terminarea condensării, s-a răcit și s-a diluat cu un amestec de solvenți similar aceluia dat în lucrarea [7]. Lacul fenoloformaldehidic astfel obținut a avut următoarele caracteristici principale:
— conținut în substanțe nevolatile 60,1%;
— conținut în fenol liber 9,3%;
— timp de gelifiere la temperatura de 160°C ...129 s;
— viscozitate cupa Ø = 4 mm ...25 s.

Acest tip de lac fenoloformaldehidic se fabrică la ICME-București sub denumirea de „lac fenoloformaldehidic C15—60".

Cu lacul fenoloformaldehidic astfel obținut s-a impregnat hîrtie tip sulfat, conform STAS 6026-69, pe o mașină de impregnare și în condiții similare acelora date în lucrarea [6]. S-a obținut o hîrtie impregnată cu următoarele caracteristici principale:
— conținut în rășină uscată (încărcarea) 35...40%;
— conținut în substanțe volatile...max 6%;
— „flow test" sau curgerea sup persiune și temperatură . . . . . .15—16 %.

** paralel cu straturile, distanța între marginile electrozilor este de 25 mm;
*** determinări pe epruvete cu dimensiunile de 50 × 50 × 10 mm.

Acest tip de hîrtie impregnată se fabrică la ICME, din anul 1980 sub denumirea de „hîrtie impregnată Hi-21/1".

Din hîrtia impregnată s-au presat plăci de material stratificat cu dimensiunile de 10 mm și de 16 mm, în condiții similare acelora date în lucrarea [6]. Proprietățile materialelor stratificate sînt prezentate în tabelul 3. S-a ales ca dimensiune pentru încercare 10 mm, pe considerentul că prin prelucrarea mecanică la grosimea de 10 mm este necesar ca sculele să fie bine ascuțite și să fie prelucrat în bune condiții pentru că altfel proprietățile produsului se reduc cu 15...50%, din valoarea lor reală.

Structura chimică a produsului în această fază este puțin diferită de cea prezentată în lucrarea [6]. O structură apropiată de cea dată în lucrarea mai sus menționată va fi prezentată într-o lucrare ce se va publica în viitor.

Analizînd rezultatele prezentate în tabelul 3 se constată că produsul corespunde condițiilor impuse în C.S. 11—80 și respectiv normei ASEA Ti 110-4 T. Acest produs se fabrică la ICME-București sub denumirea de „Straticel HS9" și este recomandat în construcția mașinilor și aparatelor electrice care sînt supuse la solicitări mecanice.

Studii experimentale industriale pentru obținerea materialului stratificat cu suport țesătură de bumbac

Pentru fabricarea materialului stratificat s-a folosit ca liant o rășină melaminoformaldehidică modificată cu caracteristici similare aceleea folosită la obținerea materialului stratificat în fază de laborator. Rășina melaminoformaldehidică folosită la fabricarea lacului de impregnare s-a fabricat conform celor arătate în lucrare [8]. Modificarea s-a făcut conform lucrării [9]. Lacul melaminofenoloformaldehidic a avut următoarele caracteristici principale:
— conținut în substanțe nevolatile...52,3%;
— viscozitatea, la temperatura de 20°C . . .12 s;
— timp de gelifiere la temperatura de 160°C...116 s.

Acest tip de lac se fabrică la ICME-București, din anul 1979, sub denumirea de „lac melaminofenoloformaldehidic C-93".

În scopul determinării influenței naturii suportului textil asupra proprietăților finale ale materialului stratificat s-au folosit pentru încercări următoarele tipuri de țesături organice:
— țesătură de bumbac, tip Cubicus;
— țesătură de bumbac în amestec cu celofibră, tip suport PVC STAS 5689-70;
— țesătură de poliester și celofibră, tip terocel;
— țesătură de fire polinozice.

Impregnarea țesăturilor textile s-a făcut pe mașinile de impregnare, tip D2, în următoarele condiții:

Tabelul 3

Proprietăţile fizico-mecanice şi electrice ale materialului stratificat cu suport hîrtie şi liant fenoloformaldehidic, tip HS9

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	Norma de produs ASEA 110—4T	C.S. 11—80	Valori obţinute HS9
1.	Rezistenţa la încovoiere, kgf/cm²			
	— longitudinal	min 1 700	min 1 700	1 967,5
	— transversal	min 1 400	min 1 400	1 597,3
2.	Rezistenţa la şoc, kgf/cm²			
	— longitudinal	min 30	min 30	37,5
	— transversal	min 25	min 25	33,2
3.	Rezistenţa la compresiune, kgf/cm²			
	— perpendicular pe straturi	min 3 000	min 3 000	3 200
	— paralel cu straturile	—	—	1 858
4.	Rezistenţa la despicare, kgf	min 220	min 220	280
5.	Rigiditatea dielectrică*, kV/mm			
	— 1 minut în ulei la 20°C			
	— grosime 4 mm	min 13	min 14	25,4
	— grosime 10 mm	min 8	min 8,3	20,9
	— ggrosime 16 mm	min 6,9	min 8	18,7
	— grosime 20 mm	min 6	min 7	15,3
	— 30 minute în ulei la 20°C			
	— grosime 4 mm	min 10	min 11	22,3
	— grosime 10 mm	min 6,5	min 7	19,7
	— grosime 16 mm	min 5,5	min 6	16,5
	— grosime 20 mm	min 4,8	min 5,5	14,3
	— 1 minut în ulei la 90°C			
	— grosime 4 mm	min 11,5	min 12	18,7
	— grosime 10 mm	min 6	min 6,3	15,5
	— grosime 16 mm	min 5,4	min 6	13,2
	— grosime 20 mm	min 4,8	min 5,5	11,5
	— 30 minute în ulei la 90°C			
	— grosime 4 mm	min 8,2	min 9	18,3
	— grosime 10 mm	min 6,5	min 7	14,2
	— grosime 16 mm	min 3,5	min 4	9,7
	— grosime 20 mm	min 2,9	min 3,5	8,3
6.	Rigiditatea dielectrică**, kV			
	— la temperatura de 20°C, în ulei			
	— grosime sub 15 mm	min 40	min 40	57,5
	— grosime 15...25 mm	min 32	min 32	50,3
	— în ulei la temperatura de 90°C			
	— grosime sub 15 mm	min 30	min 30	52,4
7.	Absorbţia de apă, % după 4 zile			
	— grosime 4 mm	max 3,5	max 3,5	1,3
	— grosime 10 mm	max 2,1	max 2,1	0,85
	— după 8 zile			
	— grosime 4 mm	max 3,9	max 3,9	1,65
	— grosime 10 mm	max 2,35	max 2,35	0,96
	— grosime 20 mm	max 0,85	max 0,85	0,47

* perpendicular pe direcţia straturilor, distanţa între electrozi de 2,5...3 mm,

** paralel cu direcţia straturilor, distanţa între marginile electrozilor de 30 mm.

— temperatura zona I: 85°C;
— temperatura zona II: 95°C;
— temperatura zona III: 105°C;
— viteza de impregnare a maşinii: 1,5... ...2 m/min.

Ţesăturile impregnate au avut următoarele caracteristici principale:

— conţinut în răşină uscată (încărcarea) 52...55%*;
— conţinut în substanţe volatile max 9%;
— „fow test" (curgerea sub presiune şi la temperatură) . . . . . .10...15%

* perpendicular pe direcţia straturilor, distanţe între electrozi ge 2,5 ... 3mm,

** paralel cu direcţia straturilor, distanţa între marginile electrozilor de 30 mm.

Acest tip de ţesătură impregnată se fabrică la ICME-Bucureşti din anul 1980, sub denumirea de „Ţesătură impregnată tip Ti-24" şi are ca suport ţesătura tip suport PVC.

Presarea materialelor stratificate s-a făcut în următoarele condiţii:

— temperatura de presare 125...135°C;
— timp de presare . . . . . .90 min;
— presiunea specifică:
  — iniţial timp de 20 minute...85 kgf/cm²;
  — restul timpului . . . .95 kgf/cm².

S-au obţinut materiale stratificate cu grosimea de 10 şi 20 mm, care s-au supus încercărilor fizico-mecanice şi electrice. Consideraţiile

teoretice privind alegerea grosimii de 10 mm pentru încercări au fost făcute mai înainte.

Proprietățile comparative ale materialelor stratificate sînt prezentate în tabelul 4, tabelul 5 și în figura 1. Analizînd rezultatele obținute se constată că toate produsele care au ca suport țesături textile de bumbac, de poliesteri sau amestecul lor cu celofibra, conduc la materiale stratificate cu caracteristici corespunzătoare normelor ASEA și C.S. 25—80.

Tabelul 4

Proprietățile fizico-mecanice ale materialelor stratificate cu diferite tipuri de suporturi textile și liant melaminofenoloformaldehidic

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	ASEA Ti—110—4T	C.S. 26—80	Tipul de suport folosit			
				PVC	Terocel	Cubicus	Polinozică
1.	Rezistența la încovoiere, kgf/cm²						
	— pe urzeală	min 1 500	min 1 500	1 708	1 785	1 795	1 167,8
	— pe bătătură	—	—	1 395	1 403	1 389	1 063,4
2.	Rezistența la șoc, kgfcm/cm²						
	— pe urzeală	min 35	min 35	43,5	53,9	45,3	12,5
	— pe bătătură	—	—	33,7	33,4	32,8	10,4
3.	Rezistența la compresiune, kgf/cm²						
	— perpendicular pe strat	min 2 000	min 2 000	2 850	2 954	2 475	2 204
	— paralel cu straturile	—	—	1 745	1 685	1 705	1 525
4.	Rezistența la despicare, kgf	min 300	min 320	500	364	430	335
5.	Absorbția de apă*, %						
	— după 4 zile	—	max 2	0,3	0,52	0,30	0,29
	— după 8 zile	—	max 2,5	0,5	0,89	0,48	0,43
6.	Rezistența la foc, UL 94	—	—	Vo	Vo	Vo	Vo

* determinări pe grosimea de 10 mm.

Tabelul 5

Proprietățile electrice ale materialelor stratificate cu diferite tipuri de suporturi textile și liant melaminofenoloformaldehidic

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii (conf. ASEA Ti-110-4T)	C.S. 25—80	Tipul de suport folosit			
			PVC	Terocel	Cubicus	Polinozică
1,	Rigiditatea dielectrică*, kV/mm					
	— după 1 minut în ulei la 20°C					
	— grosime 10 mm	min 10	20,7	25	19,8	25
	— grosime 20 mm	min 8	18,3	—	—	—
	— după 30 minute în ulei la 20°C					
	— grosime 10 mm	min 6	18,3	23,2	19,5	22,3
	— grosime 20 mm	min 5,5	14,2	—	—	—
	— după 1 minut în ulei la 90°C					
	— grosime 10 mm	min 5,5	12,1	15,3	9,1	16,4
	— grosime 20 mm	min 4,5	8,8	—	—	—
	— după 30 minute în ulei la 90°C					
	— grosime 10 mm	min 5,5	11,7	12,8	8,9	9,3
	— grosime 20 mm	min 3,5	8,5	—	—	—
2,	Tensiunea de străpungere**, kV					
	— în ulei la 20°C					
	— grosime 10 mm	min 30	52,5	54,7	55	50
	— grosime 20 mm	min 20	445	—	—	—
	— în ulei la 90°C					
	— grosime 10 mm	min 20	36,5	37	20,5	20,8
	— grosime 20 mm	min 15	29,4	—	—	—
3,	Rezistența la arc electric***, s	—	130	110	140	—

* perpendicular pe straturi, distanță între marginile electrozilor fiind de 2,5...3 mm;

** paralel cu direcția straturilor, distanța între marginile electrozilor fiind de 30 mm;

*** determinarea conform ASTM D 495—60.

Cele mai slabe proprietăţi mecanice se obţin cu ţesătura tip polinozic, şi cele mai bune cu ţesătura tip „terocel 176".

Absorbţia de apă s-a determinat pe bucăţile cu dimensiunile de 50 × 50 mm. Cea mai mare absorbţie de apă se obţine cu ţesătura tip „terocel 176", care rămîne totuşi mult subvaloarea impusă de caietul de sarcină. Rezistenţa la arc electric s-a determinat conform indica-

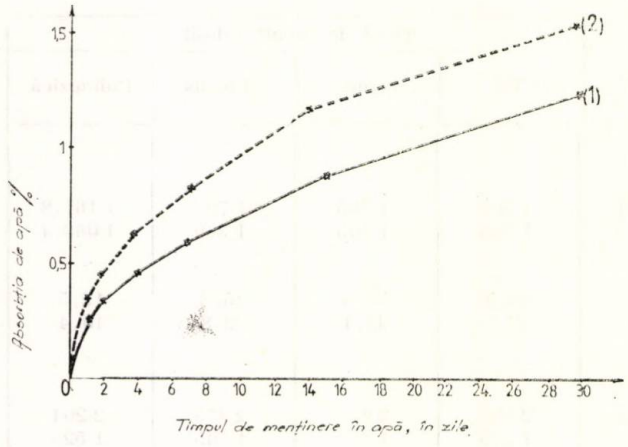


Fig. 1. Variaţia absorbţiei în timpul menţinerii în apă: 1 — straticel HS9; 2 — stratitex ST_4.

ţiilor din norma ASTM D 495. Cea mai bună comportare la arcul electric se obţine cu materialul care are ca suport ţesătura de bumbac, iar cea mai slabă cu materialul care are ca suport ţesătura tip poliesteric.

Concluzii

Din cele prezentate mai înainte se desprind următoarele:

— Materialul stratificat cu suport hîrtie şi liant fenoloformaldehidic, tip HS9, corespunde condiţiilor impuse de norma ASEA şi respectvi C.S. 11—80 şi se recomandă a fi utilizat în construcţia maşinilor şi aparaturii electrice supuse la solicitări mecanice şi electrice.

— Materialul stratificat cu suport ţesătură şi liant răşină melaminofenoloformaldehidică corespunde condiţiilor impuse de norma ASEA şi respectiv C.S. 25—80 şi se recomandă în construcţia maşinilor şi aparaturii electrice supusă la solicitări mecanice şi electrice deosebite.

— Ambele materiale stratificate posedă excelente proprietăţi mecanice şi dielectrice în condiţii normale, la temperatură în ulei şi la umiditate, fiind în prezent cele mai bune materiale stratificate fabricate în ţară; cel cu suport ţesătură de bumbac şi liant răşină melaminofenoloformaldehidică posedă în plus rezistenţă la arc electric şi la foc fapt ce îl face recomandabil în construcţia de maşini şi aparate electrice la care se cer aceste proprietăţi speciale.

Bibliografie

[1] * * * Chemical Abstracts, vol. **93**, 197263y, 1980. Modified phenolic resins for electric insulators.

[2] * * * Chemical Abstracts, vol. **70**, 107106, 1969, Phenolic resins.

[3] * * * Chemical Abstracts, vol. **66**, 15221, 1867, Composition of modified phenolformaldehyde and alchyde resins.

[4] *Nicola, Gr.* ş.a. Brevet RSR 62579. Adeziv pentru izolaţii flexibile.

[5] *Nicola, Gr.* şi *Constantinescu, M.* Brevet RSR 64799. Procedeu pentru obţinerea unor lacuri pentru electrotehnică.

[6] *Nicola, Gr.* Noi tipuri de răşini fenoloformaldehidice pentru materiale stratificate. În Materiale Plastice, vol. **XVI**, nr. 3, 1979, p. 153.

[7] *Nicola, Gr.* Brevet RSR 56685. Procedeu pentru solubilizarea răşinilor fenolice.

[8] *Nicola, Gr.* Răşini melaminoformaldehidice pentru materiale stratificate electrotehnice. În Electrotehnica, vol. **31**, nr. 1, 1983, p. 20.

[9] *Nicola, Gr.* Brevet RSR 62047. Procedeu pentru obţinerea unor prafuri de presare şi materiale stratificate folosite în scopuri electrotehnice.

CZ 621.3.014.3 : 621.3.015.2

SIMULATOR ELECTRONIC
PARAMETRI ELECTRICI

Simulator electronic pentru stații de încercări directe

VASILE TRUȘCĂ, TEODOR BOGDAN DIACONESCU* — BUCUREȘTI

Introducere

Pentru studierea solicitărilor termice, electrodinamice și dielectrice care apar în aparatele și instalațiile electrice, este necesar să se cunoască în principal curenții de scurtcircuit și tensiunea tranzitorie oscilantă de restabilire. Determinarea acestor mărimi în cazuri reale este, de regulă, dificil de realizat, deoarece producerea deliberată de scurtcircuite în rețele, în scopul unor verificări, este incomodă și în majoritatea cazurilor interzisă.

Curentul de scurtcircuit produce solicitări termice și electrodinamice, iar tensiunea oscilantă de restabilire solicitări dielectrice asupra întreruptorului sau a altor elemente din structura unei rețele.

În practică, pentru a nu periclita siguranța în funcționare a rețelelor, fenomenele de comutație se preferă a se studia pe modele.

Predeterminarea curentului de scurtcircuit și a tensiunii de restabilire se poate face, pentru o rețea complexă, cu suficientă exactitate, pe un model fizic, în care parametrii electrici s-au redus la scară, [1], [4].

Un calcul mai exact al curenților de scurtcircuit și al tensiunii de restabilire se poate face cu ajutorul calculatorului electronic dar metoda modelării se preferă de foarte multe ori, fiind mai operativă și mai intuitivă, mai ales în procesul de instruire a studenților din facultățile de profil electric.

1. Obiectul lucrării

Obiectul lucrării îl constituie conceperea și realizarea unui simulator electronic pentru încercări directe, respectiv pentru înregistrarea curentului de scurtcircuit și a tensiunii de restabilire, care apar în procesele de comutație.

În figura 1 se prezintă schema electrică de modelare a fenomenelor de comutație, în care s-au făcut următoarele notații:

MS — modelul sursei;
Tr — transformator coborîtor 220V/3V; 50 Hz;
MR — modelul rețelei format din 5 cuadripoli în π;
R — rezistența unui cuadripol $\approx 60\Omega$;
L — inductivitatea unui cuadripol $\approx$ $\approx 1{,}4$ H;
C — capacitatea unui cuadripol ≈ 1 nF;
MI — modelul de întreruptor;
Sh — șunt pentru înregistrarea curentului;
OC — osciloscop.

Din figura 1 rezultă că pentru a se efectua un studiu pe model trebuie modelate următoarele elemente: sursa, rețeaua și întreruptorul.

În realizarea practică rețeaua a fost modelată printr-un transformator coborîtor 220/3V, 50Hz, linia prin cinci cuadripoli iar întreruptorul printr-un întreruptor ideal.

Teoria privind criteriile de similitudine se află dezvoltată în lucrarea [1]. În principiu, trebuie conservat în primul rînd modulul și faza impedanței, precum și factorul de oscilație a tensiunii de restabilire.

2. Realizarea întreruptorului

În figura 2, se prezintă schema-bloc a modelului de întreruptor, în care s-au făcut următoarele notații:

TRS — transformator de sincronizare 220V/5V; 50Hz;
BFIS — bloc formator de impulsuri de sincronizare, figura 3;

* Institutul politehnic — București.

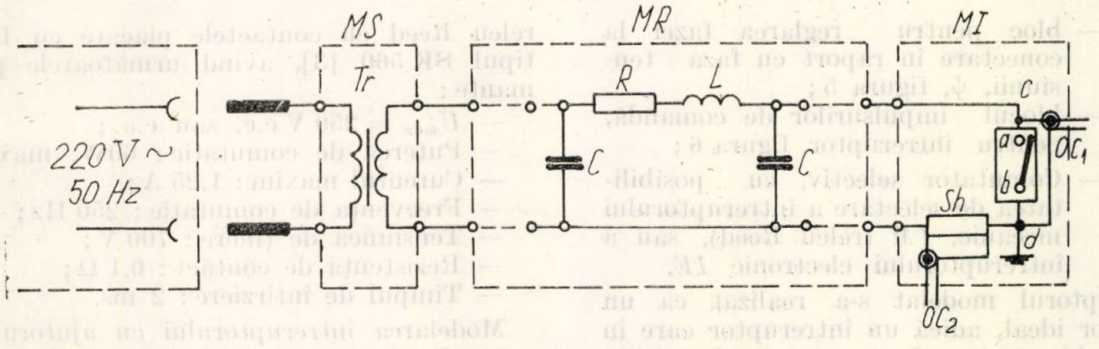


Fig. 1. Schema electrică de modelare a fenomenelor de comutație.

SP — selector de polaritate (+ sau —). Poziția neutră a selectorului corespunde poziției „ÎNCHIS" a întreruptorului, (curent de scurtcircuit stabilizat);

DF — bloc divizor de frecvență, (numărător modulo 4), figura 4;

RFD — bloc pentru reglarea fazei la deconectare în raport cu faza curentului de scurtcircuit, figura 5;

deschis, impedanța infinit. De asemenea, închiderea și deschiderea întreruptorului se face fără prezența arcului electric [1].

Practic, întreruptorul s-a realizat în două variante constructive, subordonate aceluiași bloc de comandă și anume:

IM — întreruptor mecanic, realizat dintr-un releu Reed cu contacte protejate în gaz. Schița unui astfel de releu este prezentată în figura 7, iar schema electrică în figura 8. S-a folosit un

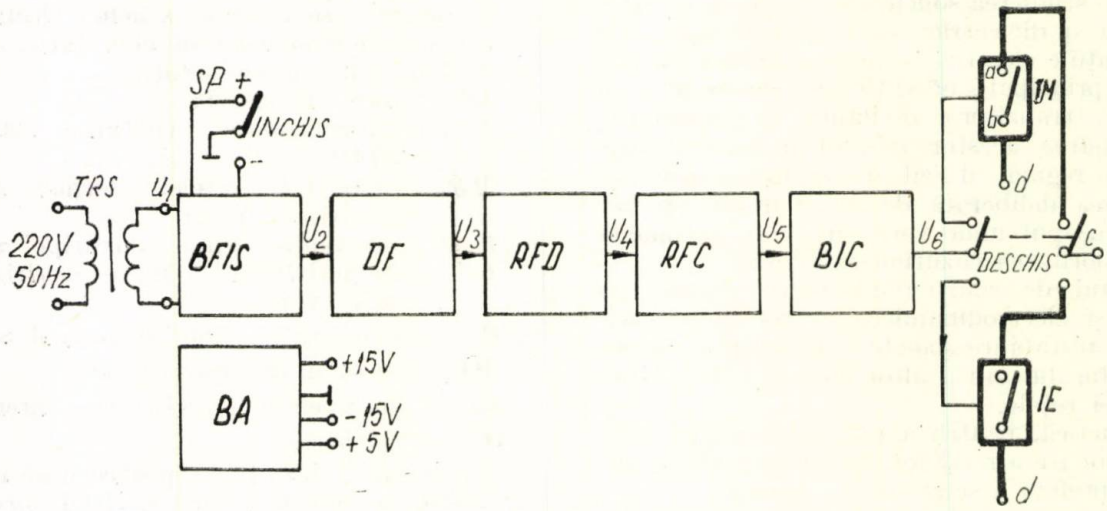


Fig. 2. Schema-bloc a modelului de întreruptor ideal.

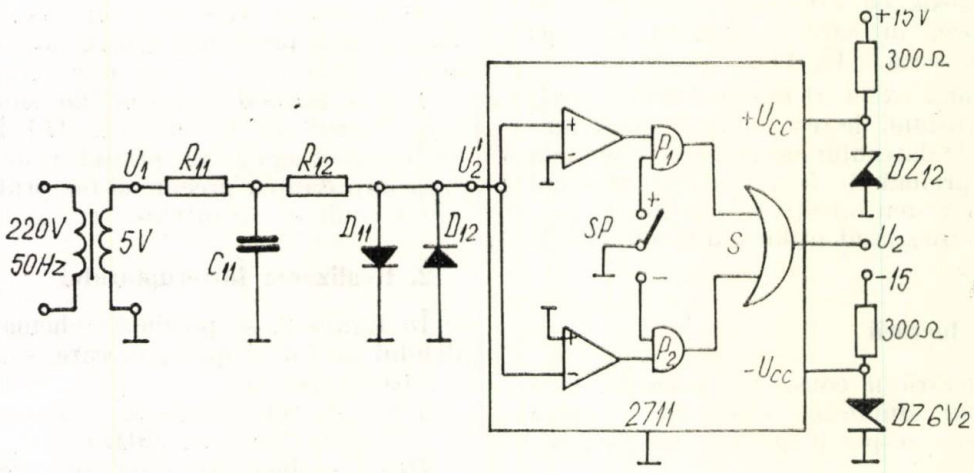


Fig. 3. Blocul formator de impulsuri de sincronizare.

RFC — bloc pentru reglarea fazei la conectare în raport cu faza tensiunii, ψ, figura 5;

BIC — blocul impulsurilor de comandă, pentru întreruptor, figura 6;

S — Comutator selectiv, cu posibilitatea de selectare a întreruptorului mecanic, *IM* (releu Reed), sau a întreruptorului electronic *IE*.

Întreruptorul modelat s-a realizat ca un întreruptor ideal, adică un întreruptor care în poziția închis are impedanța zero, iar în poziția

releu Reed cu contactele placate cu Rh, de tipul SK 560 [3], având următoarele performanțe:

— U_{max} = 250 V c.c. sau c.a.;
— Puterea de comutație: 60W, max;
— Curentul maxim: 1,25 A;
— Frecvența de comutație: 250 Hz;
— Tensiunea de ținere: 700 V;
— Rezistența de contact: 0,1 Ω;
— Timpul de întîrziere: 2 ms.

Modelarea întreruptorului cu ajutorul unui releu Reed este avantajoasă deoarece acesta

admite supratensiuni mari (700 V), în raport cu modelul electronic (~ 15 V). Modelul electronic limitează supratensiunile la 15 V în vederea protejării amplificatorului operațional.

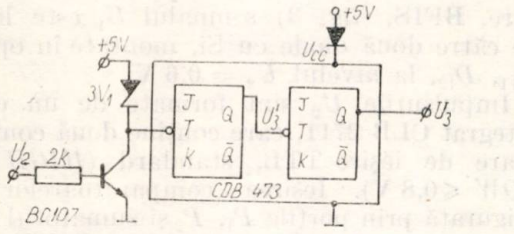


Fig. 4. Blocul divizor de frecvență.

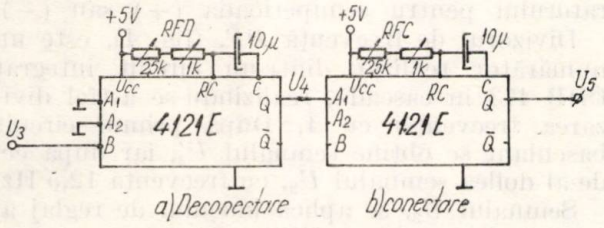


Fig. 5. Blocul reglaj de fază.

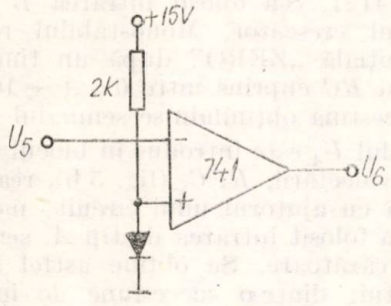


Fig. 6. Blocul impulsurilor de comandă.

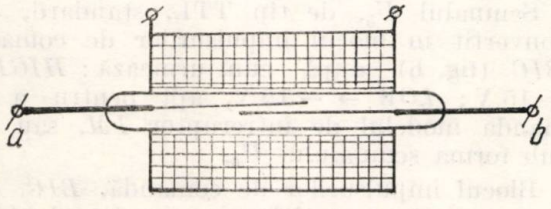


Fig. 7. Schița unui releu Reed.

IE — întreruptor electronic (cu comutație statică), prezentat în figura 9, realizat dintr-un amplificator operațional βA 741, care are în reacție o punte Graetz, în diagonala căreia se află un tranzistor NPN cu siliciu, tip BD 237.

Acest tip de întreruptor electronic funcționează ca un întreruptor ideal în limitele $|\hat{U}| < 15$ V și $|\hat{I}| < 0{,}5$ A.

Bornele întreruptorului *a,b*, se prezintă practic ca un scurtcircuit dacă tranzistorul T_1 este saturat ($U_6 = +15$ V), respectiv poziția „ÎNCHIS" a întreruptorului, sau se află în gol, dacă tranzistorul T_2 este blocat

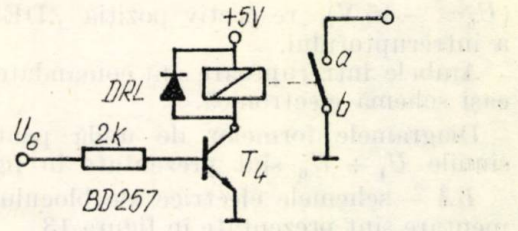


Fig. 8. Schema electrică a întreruptorului mecanic cu releu Reed.

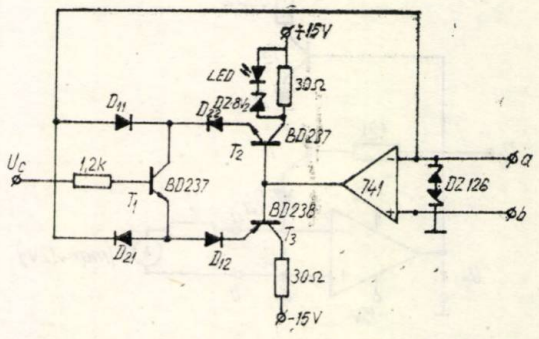


Fig. 9. Schema electrică a întreruptorului ideal electronic.

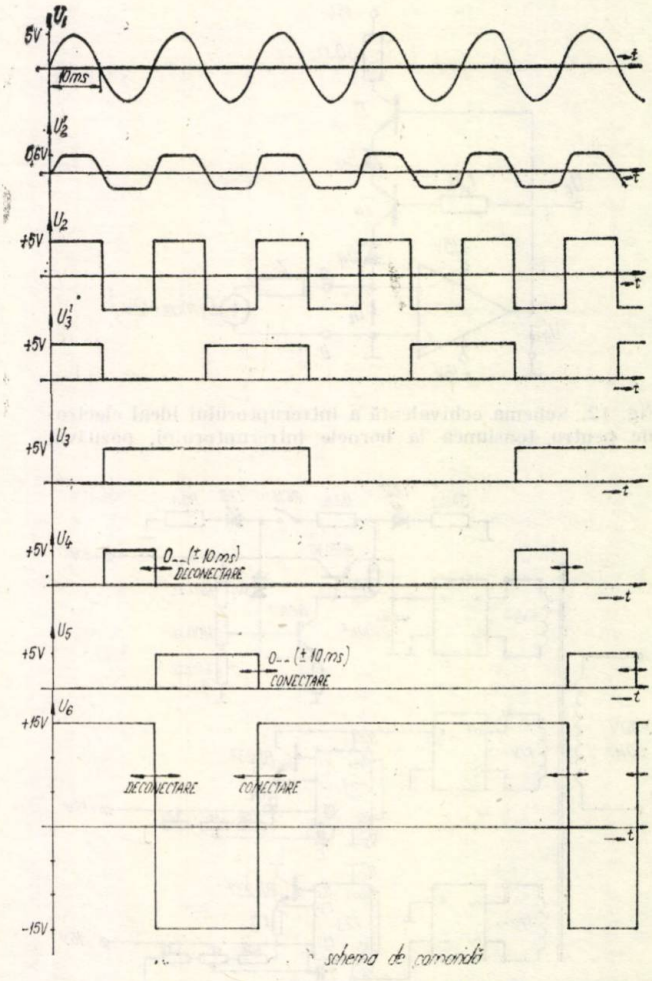


Fig. 10. Diagramele formelor de undă pentru tensiunile $U_1 \div U_6$.

($U_6 = -15$ V), respectiv poziția „DESCHIS" a întreruptorului.

Ambele întreruptoare sînt comandate de aceeași schemă electronică.

Diagramele formelor de undă pentru tensiunile $U_1 \div U_6$ sînt prezentate în figura 10.

BA — schemele electrice ale blocului de alimentare sînt prezentate în figura 13.

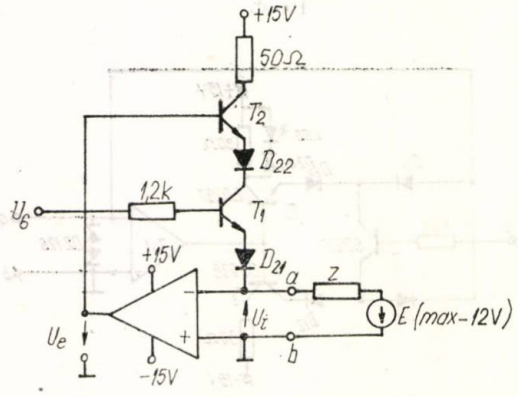


Fig. 11. Schema echivalentă a întreruptorului ideal electronic pentru tensiunea la bornele întreruptorului, negativă.

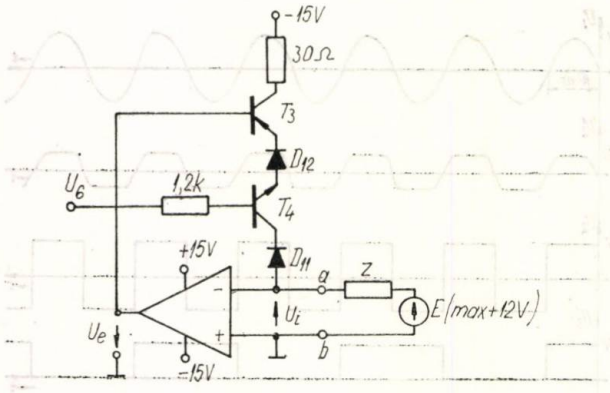


Fig. 12. Schema echivalentă a întreruptorului ideal electronic pentru tensiunea la bornele întreruptorului, pozitivă.

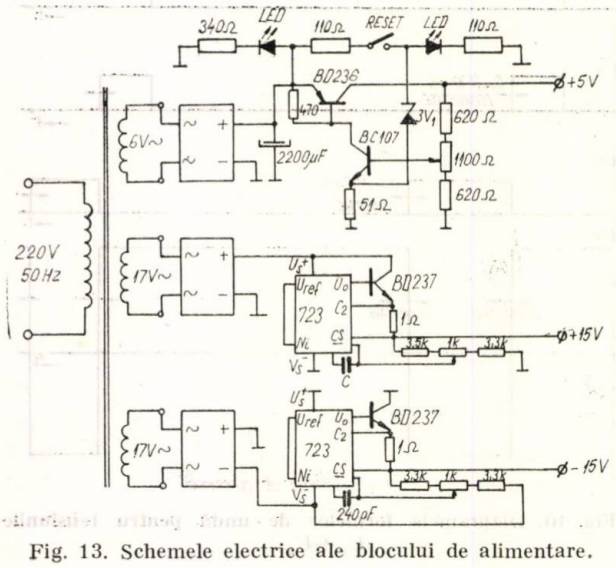


Fig. 13. Schemele electrice ale blocului de alimentare.

2.1. Funcționarea blocurilor de comandă

De la transformatorul de sincronizare, TRS, (fig. 2), se obține un semnal alternativ de $5V_{max}$, notat în figura 10 cu U_1.

În blocul formator de impulsuri de sincronizare, BFIS, (fig. 3) semnalul U_1 este limitat de către două diode cu Si, montate în opoziție D_{11}, D_{12}, la nivelul $U_2 = 0{,}6$ V.

Impulsurile U_2 sînt formate de un circuit integrat CLB 2711, care conține două comparatoare de ieșire TTL, standard ($HIGH \geqslant 3$V; $LOW \leqslant 0{,}8$ V). Ieșirea comparatoarelor este asigurată prin porțile P_1, P_2 și sumatorul S [2].

Cu ajutorul selectorului de polaritate SP se poate inhiba P_1 sau P_2 validînd ieșirea comparatorului pentru semiperioada (+) sau (−).

Divizorul de frecvență DF, (fig. 4), este un numărător realizat dintr-un circuit integrat CDB 473 în cascadă, realizîndu-se astfel divizarea frecvenței cu 4. După primul circuit basculant se obține semnalul U_3', iar după cel de-al doilea semnalul U_3, cu frecvența 12,5 Hz.

Semnalul U_3, se aplică blocului de reglaj al fazei de deconectare, RFD, (fig. 5 a), care este realizat cu ajutorul unui circuit basculant monostabil 4121. S-a folosit intrarea B sensibilă la frontul crescător. Monostabilul revine la starea inițială „ZERO" după un timp reglat de grupul RC cuprins între 0...($\pm$ 10 ms), la ieșirea acestuia obținîndu-se semnalul U_4.

Semnalul U_4 este introdus în blocul de reglaj al fazei conectării, RFC, (fig. 5 b), realizat de asemenea cu ajutorul unui circuit monostabil 4121. S-a folosit intrarea de tip A, sensibilă la fronturi căzătoare. Se obține astfel semnalul U_5, alcătuit dintr-o succesiune de impulsuri, cu fața și spatele impulsurilor reglabile față de trecerea prin zero a tensiunii de sincronizare U_1.

Semnalul U_5, de tip TTL, standard, este convertit în blocul impulsurilor de comandă BIC (fig. 6), după cum urmează: $HIGH \rightarrow +15$ V; $LOW \rightarrow -15$ V, apt pentru a comanda modelul de întreruptor IM, sau IE, sub forma semnalului U_6.

Blocul impulsurilor de comandă, BIC, este format dintr-un amplificator operațional βA741, folosit în etajul comparator inversor. Intrarea neinversoare se află la un potențial de aproximativ 0,6 V, iar intrarea inversoare la potențialul U_5. Dacă $U_5 > 0{,}6$ V, rezultă $U_6 = -15$ V iar dacă $U_5 < 0{,}6$ V, rezultă $U_6 = +15$ V.

2.2. Funcționarea întreruptorului mecanic

Înfășurarea de excitație a releului Reed reprezintă sarcina tranzistorului T_4, cu rol de amplificator. Dacă semnalul U_6 este +15V, tranzistorul T_4 este saturat, înfășurarea releului este excitată iar contactele *a*, *b* ale releului se închid, (poziția „ÎNCHIS" a întreruptorului). Dacă semnalul U_6 este −15 V, tranzistorul T_4 se blochează, contactele *a*, *b* ale releului se deschid (poziția „DESCHIS" a întreruptorului).

În paralel pe înfășurarea de excitație a relelui s-a conectat o diodă de regim liber, (*DRL*), care are rolul de a limita supratensiunile care pot apare la tranzistorul T_4.

Avantajul realizării unui întreruptor ideal mecanic este acela că permite și înregistrarea supratensiunilor ce apar în cazul particular în care curentul se întrerupe brusc, înainte de trecerea naturală prin zero (smulgere de curent); așa cum este cazul deconectării sarcinilor mici inductive, sau al comutației în vid.

2.3. Funcționarea întreruptorului ideal electronic

Întreruptorul electronic IE, funcționează de asemenea ca un întreruptor ideal. Față de întreruptorul ideal mecanic prezintă dezavantajul că nu permite smulgeri de curent cu supratensiuni mai mari de 15 V. Limitarea supratensiunilor se face cu ajutorul diodelor Zener DZ12, pentru a proteja amplificatorul operațional βA 741.

Funcționarea acestui întreruptor are loc după cum urmează:

Considerînd că la bornele *a*, *b*, ale întreruptorului tensiunea este negativă, schema echivalentă în acest caz se prezintă ca în figura 11. În acest caz, dacă semnalul U_6 este +15 V, tranzistorul T_1 este saturat, tensiunea la bornele întreruptorului este nulă, adică poziția „ÎNCHIS" a întreruptorului.

Acest lucru se demonstrează, aplicînd teorema a doua a lui Kirchhoff. Astfel rezultă:

$$U_e = U_{BE2} + U_{D22} + U_{CE1} + U_{D21} - U_i = -AU_i:$$

Deoarece:

$$U_{CE1} \simeq 0, \text{ iar } U_{D22} = U_{D21} = U_{DE2} = 0{,}6 \text{ V},$$

rezultă:

$$1{,}8 = U_i(1 - A) \simeq -A\,U_i,$$

$$U_i = U_{ab} \simeq \frac{1{,}8}{A} \simeq 0,$$

întrucît:

$$A \simeq 10^6.$$

Dacă semnalul U_6 este −15V, joncțiunea *BE* a tranzistorului T_1 este polarizată invers, chiar dacă tensiunea la bornele sarcinii este −12V. Rezultă că bucla de reacție a amplificatorului este deschisă, iar tensiunea U_{ab} nu poate fi influențată.

Rezultă astfel $I = 0$, deci corespunde poziției „DESCHIS" a întreruptorului.

În situația în care la bornele *a*, *b* ale întreruptorului, tensiunea de lucru este pozitivă, schema echivalentă se prezintă ca în figura 12.

În acest caz dacă semnalul $U_6 = +15$V, tranzistorul T_1 este saturat, iar tensiunea la bornele întreruptorului *a*, *b*, este nulă, (poziția „ÎNCHIS" a întreruptorului).

Dacă semnalul U_6 este de −15V, joncțiunea *BE* a tranzistorului T_1 rămîne blocată, deci bucla de reacție rămîne deschisă, corespunzînd poziției „DESCHIS" a întreruptorului.

3. Funcționarea simulatorului

În figura 14 este prezentată fotografia aparatului realizat.

Se alimentează schema electrică din figura 1, de la rețeaua de 220V; 50Hz, prin intermediul cordonului de alimentare.

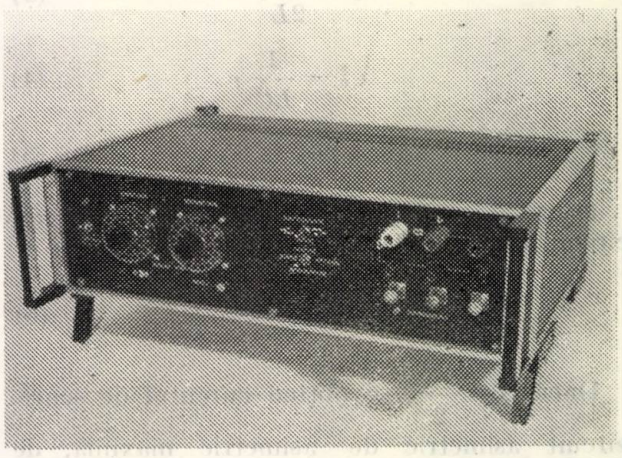


Fig. 14. Fotografia aparatului realizat.

Se alimentează aparatul de la rețeaua de 220V; 50Hz, cu ajutorul cordonului propriu.

Se închide întreruptorul „REȚEA" observînd dacă se aprinde LED-ul roșu.

Se apasă butonul „RESET" pentru anclanșarea sursei de 5V, a cărei funcționare este semnalizată de LED-ul verde.

Se racordează lanțul de cuadripoli la bornele roșu-negru.

Pentru măsurători se folosește un osciloscop cu două spoturi, un canal conectîndu-se la bornele *u*, iar celălalt la bornele *i*, prin intermediul unor cabluri coaxiale, sau cordoane de legătură.

Se selectează întreruptorul mecanic *IM* sau electronic *IE*.

Poziția „DESCHIS" a comutatorului *S* corespunde poziției deschis, adică regimul stabilizat de tensiune, iar poziția „DESCHIS" a comutatorului „SINCRONIZARE", corespunde poziției de regim stabilizat a curentului de scurtcircuit.

Dacă montajul nu a fost corect realizat și apare o suprasarcină sau scurtcircuit semnalizează LED-ul galben notat „SUPRASARCINA".

Cu ajutorul potențiometrului helicoidal „REGLAJ FAZA — CONECTARE", pentru diverse valori ale unghiului $\alpha = \varphi - \psi$ se obțin diverse forme pentru curentul de scurtcircuit în regim tranzitoriu [1].

$$i = \hat{I}\,[\sin\alpha\, e^{-t/T} + \sin(\omega t - \alpha)]. \qquad (1)$$

Simultan, pe celălalt canal al osciloscopului se obţine tensiunea oscilantă de restabilire de forma :

$$u = \hat{U}\left[1 - e^{-\delta t}\left(\cos \omega_e t + \frac{\delta}{\omega_e} \sin \omega_e t\right)\right] \simeq$$

$$\simeq \hat{U}(e^{-\delta t} - \cos \omega_e t), \qquad (2)$$

unde :

$$\delta = \frac{R}{2L}, \qquad (3)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC}, \qquad (4)$$

$$\omega_e = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}. \qquad (5)$$

Dacă $\alpha = 0$, se obţine curentul de scurtcircuit simetric de forma :

$$i = \hat{I} \sin \omega t. \qquad (6)$$

Dacă $\alpha = \frac{\pi}{2}$, se obţine curentul de scurtcircuit asimetric de asimetrie maximă, de forma :

$$i = \hat{I}(e^{-t/T} - \cos \omega t). \qquad (7)$$

Pentru $\omega t = \pi$; adică $t = \frac{\pi}{\omega}$ se obţine :

$$i_l = \hat{I}(e^{-\frac{\pi}{\omega T}} + 1). \qquad (8)$$

unde :

$$K = 1 + e^{-\frac{\pi R}{X}} = \frac{i_l}{\hat{I}}, \qquad (9)$$

reprezintă factorul de lovitură.

Pentru $\omega_e t = \pi$; adică $t = \frac{\pi}{\omega_e}$, se obţine factorul de oscilaţie, γ al tensiunii oscilante de restabilire :

$$\hat{u} = \hat{U}\left(1 - e^{-\frac{\delta\pi}{\omega_e}}\right), \qquad (10)$$

unde :

$$\gamma = 1 + e^{-\frac{\delta\pi}{\omega_e}} = \frac{\hat{u}}{\hat{U}}, \qquad (11)$$

iar frecvenţa de oscilaţie :

$$f_0 \simeq \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \qquad (12)$$

4. Rezultate experimentale

Factorul de reducere în tensiune al modelului este $\frac{220}{3} \simeq 73$.

Rezistenţa şuntului cu ajutorul căruia s-a înregistrat curentul este $R = 22\ \Omega$.

S-au oscilografiat practic curenţii de scurtcircuit şi tensiunea de restabilire pe modelul realizat şi s-au obţinut următoarele rezultate.

În figura 15 se prezintă oscilogramele curentului de scurtcircuit simetric, adică conectarea la faza tensiunii sursei $\psi = \frac{\pi}{2}$ şi tensiunii de restabilire, în cazul cînd deconectarea are loc la trecerea naturală a curentului prin zero.

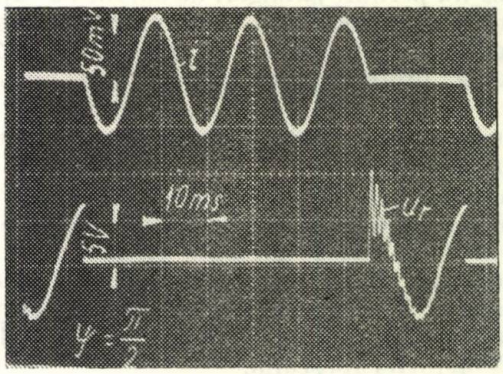


Fig. 15. Oscilograma curentului de scurtcircuit simetric $\left(\text{conectare la } \psi = \frac{\pi}{2}\right)$, şi tensiunea oscilantă de restabilire la trecerea naturală a curentului prin zero.

Rezultă factorul de oscilaţie al tensiunii de restabilire :

$$\gamma = \frac{\hat{u}}{\hat{U}} = \frac{1{,}95}{1{,}3} \simeq 1{,}5.$$

În figura 16 se prezintă oscilogramele curentului de scurtcircuit asimetric de asimetrie maximă, adică conectarea la faza tensiunii $\psi = 0$, şi tensiunea de restabilire, de asemenea în cazul în care întreruperea are loc la trecerea naturală prin zero.

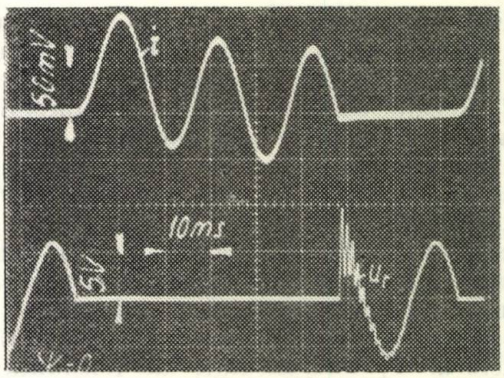


Fig. 16. Oscilograma curentului de scurtcircuit asimetric de asimetrie maximă (conectare la $\psi = 0$) şi a tensiunii oscilantă de restabilire la trecerea naturală a curentului prin zero.

Din oscilograma curentului se poate determina cu precizie factorul de lovitură :

$$K = \frac{i_l}{\hat{I}} \simeq \frac{2{,}1}{1{,}3} = 1{,}615.$$

În figura 17, se prezintă oscilogramele curentului de scurtcircuit simetric și tensiunea oscilantă de restabilire în cazul cînd întreruperea are loc înainte de trecerea naturală a curentului

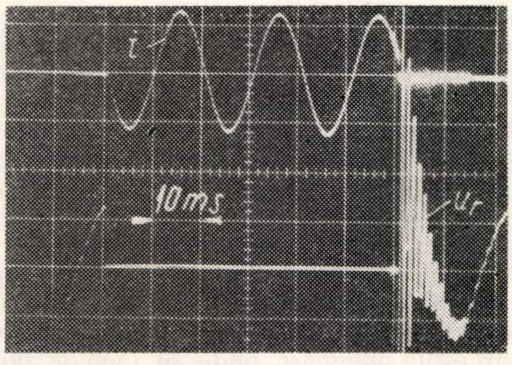


Fig. 17. Oscilograma curentului de scurtcircuit simetric și a tensiunii de restabilire cînd deconectarea se face cu smulgere de curent.

prin zero, adică cu smulgere de curent. Se observă că în acest caz factorul de supraoscilație al tensiunii de restabilire este mult mai mare și anume :

$$\gamma \simeq \frac{6{,}3}{1{,}3} = 4{,}846.$$

Pentru curenți smulși mai mari, factorul de oscilație crește și mai mult.

În figura 18, se prezintă oscilograma curentului și tensiunii de restabilire la o scară dilatată pentru a putea determina cu precizie mai mare frecvența de oscilație a tensiunii de restabilire.

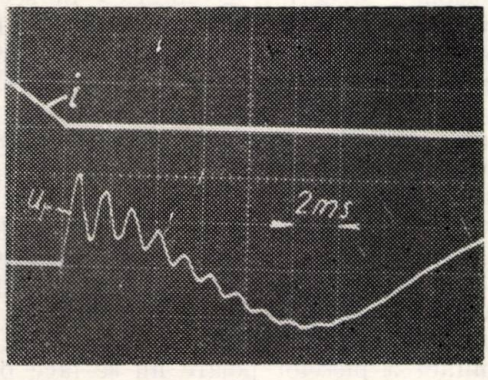


Fig. 18. Oscilograma curentului de scurtcircuit și a tensiunii de restabilire, la o scară dilatată.

Din oscilogramă rezultă :

$$f_0 = \frac{1}{T_0} \simeq \frac{1}{2 \cdot 0{,}6 \cdot 10^{-3}} = 833 \text{ Hz}.$$

5. Concluzii

Dispozitivul realizat permite reproducerea parametrilor electrici, (curentul de scurtcircuit și tensiunea de restabilire) în procesul de comutație și este prevăzut cu control de fază atît pentru procesul de conectarê, cît și pentru procesul de deconectare. Plaja de reglaj este de ± 10 ms atît la conectare, cît și la deconectare. Acest fapt permite să se modeleze conectări la diverse faze ale tensiunii precum și deconectări la trecerea naturală a curentului prin zero sau deconectării cu smulgere de curent.

Dispozitivul este prevăzut cu circuit de reglaj pentru adaptarea și la alte tipuri de cuadripoli.

Utilitatea întreruptorului ideal mecanic rezidă în aceea că permite întreruperi cu smulgeri de curent la orice valoare a amplitudinii curentului, acesta permițind supratensiuni mult mai mari de ± 15V, cît permite întreruptorul ideal electronic, datorită amplificatorului operațional βA 741, și anume poate funcționa corect la parametrii mult superiori, ($U_{max} =$ 250V, c.c. sau c.a. puterea de comutație 60W, tensiunea de ținere 700V, curentul maxim 1,25 A).

Parametrii maximi admisibili ai întreruptorului ideal electronic sînt : $U_{max} = \pm 15$V și $I_{max} = 0{,}5$A.

Din lucrare rezultă, în special, utilitatea întreruptorului ideal electronic care permite să se studieze pe model parametrii electrici tranzitorii (curenți de scurtcircuit, tensiuni oscilante de restabilire), în laboratoarele de încercări, cercetare și dezvoltare ale întreprinderilor constructoare de aparate din industria electrotehnică, a noi tipuri de aparate electrice de comutație, precum și verificarea comportării acestora în exploatare în sistemul energetic.

Simulatorul realizat este, de asemenea, deosebit de util studenților din facultățile cu profil electric care se pregătesc în domeniul construcției și exploatării aparatelor electrice de comutație.

Bibliografie

[1] *Hortopan, G.* : Aparate electrice, București, Editura didactică și pedagogică, 1980.

[2] *Trușcă, V., Mihai, M., Stan, C.* : Programator electronic pentru stația de încercări la capacitatea de comutație. E.E.A. — Electrotehnica, **(30)** nr. 7, oct 1982 București

[3] * * * Schwerpunkttypen Siemens Bauteile-Katalog April 1981.

[4] *Andreescu, M.* : Model întreruptor sincron, ICPE, 1964.

CZ 621.3.013.23

CAP MAGNETIC DE SCRIERE/LECTURĂ
PERFORMANȚE

Analiza performanțelor de scriere/lectură ale unui cap magnetic integrat spiralat

PETRU CIUREANU* — BUCUREȘTI

Introducere

Creșterea densității de înregistrare a datelor reprezintă în prezent principala direcție de dezvoltare a memoriilor externe pe suport magnetic. În acest context, apariția în anul 1979 a primelor capete magnetice integrate, a făcut posibilă obținerea de densități de înregistrare de 10—20 de ori mai mari decît valorile standard ale capetelor magnetice clasice. Realizate prin tehnologii specifice microelectronice, capetele magnetice integrate au performanțe de scriere/lectură superioare capetelor clasice, incluzînd rezoluția la lectură mai bună, frecvențe de lucru mult mai mari, eficiență mărită și posibilitatea optimizării capului în funcție de mediul de înregistrare utilizat. Capetele integrate pot fi inductive (pentru scriere/lectură), sau magnetorezistive (numai pentru lectură) [1].

Din punct de vedere al structurii geometrice, capetele integrate inductive se clasifică în capete verticale, unde mediul de înregistrare este perpendicular pe planul median orizontal al capului și capete orizontale, unde mediul de înregistrare este paralel cu acest plan. Din punct de vedere al înfășurării de scriere/lectură, capetele integrate verticale se clasifică în capete multistrat, unde spirele înfășurării sînt suprapuse în planuri diferite, și capete spiralate, unde spirele sînt în același plan, de obicei în planul median orizontal al capului. Structura simplificată a unui cap magnetic integrat vertical inductiv spiralat se prezintă în figura 1. Se observă că circuitul magnetic este realizat din straturi subțiri feromagnetice depuse în vid, prin evaporare sau pulverizare catodică, sau electrochimic, pe un substrat de sticlă. Între cele două piese polare se găsește bobina plată, realizată dintr-un strat subțire de cupru de asemenea depus în vid sau electrochimic și apoi corodat prin fotolitografiere. Înfășurarea este izolată prin intermediul unor straturi de oxid sau bioxid de siliciu depuse în vid. În cazul în care piesele polare au structură multistrat, numărul total de straturi care formează dispozitivul de înregistrare ajunge la 50, grosimea totală a capului integrat fiind de 10—20 μm [2]. Întreaga structură de straturi subțiri este încapsulată în sticlă, forma finală a dispozitivului fiind în funcție de tipul de memorie externă pe suport magnetic la care este utilizat.

Principiul de funcționare a capetelor integrate inductive este același ca la capetele magnetice clasice: curentul de scriere care parcurge spirele înfășurării generează un cîmp magnetic în întrefier, iar fluxul magnetic generat de mediul de înregistrare induce în spirele înfășurării o tensiune de lectură. În cazul capului integrat, legea circuitului magnetic sau legea inducției electromagnetice se pot aplica mai curînd unor conductoare rectangulare decît spirelor unei înfășurări, datorită distanței mari de circuitul magnetic unde se închide bobina (fig. 1).

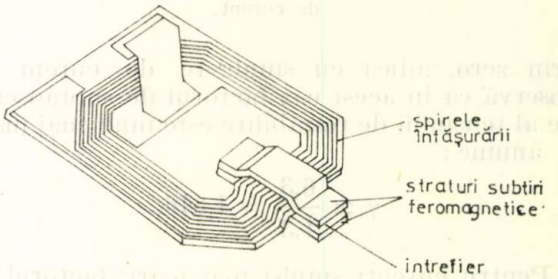


Fig. 1

1. Structura geometrică

În cazul utilizării unui model de calcul unidimensional, structura geometrică în secțiune longitudinală a capetelor magnetice spiralate se consideră formată din regiunea întrefierului și regiunea mediană, unde este localizată bobina plată [3]. Grosimea regiunii mediane este definită de numărul și grosimea straturilor de dielectric care izolează bobina plată, ca și de grosimea stratului de cupru. Modelul de calcul cu circuit magnetic distribuit [4] s-a aplicat unei geometrii ideale de cap magnetic integrat (fig. 2.a). În secțiunea longitudinală a capului magnetic real se poate însă observa (fig. 2.b) că trecerea de la regiunea mediană la zona de contact a pieselor polare nu se face brusc, ci prin intermediul unei regiuni posterioare de lungime l_c. Grosimea acestei regiuni poate avea diverse valori, fiind însă întotdeauna inferioară grosimii regiunii mediane, cel puțin cu valoarea grosimii stratului conductor. În cazul în care grosimea spirelor înfășurării este mult mai mică decît grosimea totală a straturilor de dielctric, efectul regiunii posterioare

* Ing. *Ciureanu, P.* Centrul de cercetări pentru tehnica de calcul (I.T.C. București).

poate fi neglijat. De obicei însă, aceste grosimi au valori comparabile, impunînd introducerea unei a treia regiuni a capului magnetic integrat, pe lîngă regiunile definite de geometria ideală. Grosimea regiunii posterioare se datorește numai straturilor de dielectric și, în cazul în care este egală cu grosimea din regiunea întrefierului (g_a), permite generalizarea modelu-

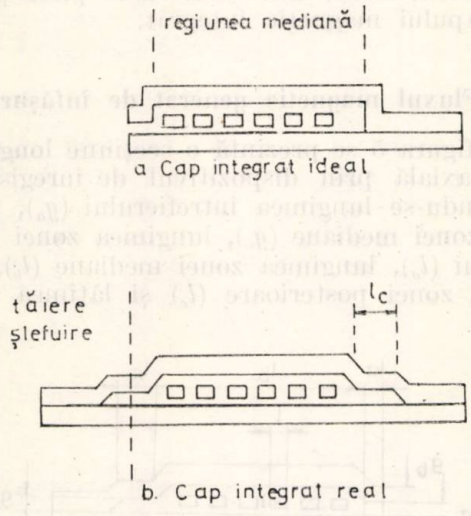


Fig. 2

lui de calcul cu circuit magnetic distribuit. Introducerea regiunii posterioare este perfect justificată fizic, secțiunea longitudinală a unui cap magnetic integrat, înainte de tăierea și șlefuirea întrefierului, fiind absolut simetrică (fig. 2b.).

Structura geometrică definită se realizează tehnologic izolînd bobina cu două straturi dielectrice primare, unul inferior și celălalt superior, cu dimensiuni identice și grosime mică. Grosimea straturilor primare delimitează atît lungimea întrefierului cît și grosimea regiunii posterioare. Straturile primare sînt decupate după regiunea posterioară (7) (fig. 3), permițînd realizarea unei zone largi de contact a pieselor polare și obținerea unei conexiuni neizolate la sfîrșitul înfășurării. Peste stratul primar superior se poate depune un strat dielectric de îngroșare a regiunii mediane a capului. Acest strat nu trebuie să se extindă în afara regiunii mediane, pentru a nu se mări lungimea întrefierului sau micșora decupajul posterior al straturilor primare. Se constată din figura 3 că raza ultimei spire (6) este de zece ori mai mică decît raza primei spire (1). Zona de contact a pieselor polare este practic înconjurată de ultima spiră, la distanța l_c. O apropiere mai mare a decupajului straturilor primare de ultima spiră ar crește aria zonei de contact, dar apare și posibilitatea unui scurtcircuit al bobinei cu piesele polare. Regiunea posterioară apare în secțiunea capului ca o treaptă dublă descrescătoare în grosime, avînd lungimea l_c egală cu una pînă la două lățimi de spiră, dimensiunile exacte depinzînd de precizia operațiilor de fotogravură.

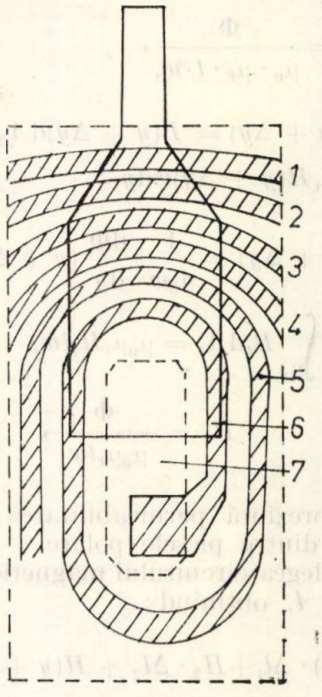


Fig. 3

2. Fluxul magnetic generat de un conductor

Se consideră un conductor rectangular situat între două piese polare, configurație prezentată în secțiune în figura 4. Conductorul este parcurs de curentul constant I, perpendicular pe planul figurii. Distanța dintre piesele polare, echivalentă cu grosimea regiunii mediane a capului, este g_b, lățimea, grosimea și permea-

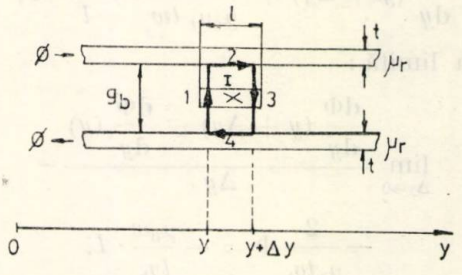


Fig. 4

bilitatea magnetică relativă a pieselor polare fiind w, t și, respectiv, μ_r. Fluxul magnetic care parcurge circuitul magnetic al capului este Φ, iar din conservarea acestui flux se determină intensitatea cîmpului magnetic de-a lungul conturului *1*, *2*, *3*, *4* (fig. 4) [5]:

$$1. \quad d\Phi(y) = B(y) \cdot dA_1 = \mu_0 H(y) \cdot w \cdot dy,$$

$$H(y) = \frac{1}{\mu_0 w} \cdot \frac{d\Phi}{dy}(y), \qquad (1)$$

2. $$\Phi = \int_{\Sigma_2} B_2 \cdot dA_2 = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H_2 \cdot t \cdot w,$$

$$H_2 = \frac{\Phi}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot t \cdot w},$$

3. $$d\Phi(y + \Delta y) = B(y + \Delta y) dA_3 =$$
$$= \mu_c H(y + \Delta y) w dy,$$

$$H(y + \Delta y) = \frac{1}{\mu_0 w} \cdot \frac{d\Phi}{dy}(y + \Delta y), \qquad (3)$$

4. $$\Phi = \int_{\Sigma_4} B_4 dA_4 = \mu_0 \mu_r H_4 t w,$$

$$H_4 = \frac{\Phi}{\mu_0 \mu_r t w}, \qquad (4)$$

unde μ_0 reprezintă permeabilitatea magnetică a spaţiului dintre piesele polare.

Se aplică legea circuitului magnetic pe conturul *1*, *2*, *3*, *4*, obţinînd :

$$H(y) \cdot \Delta l_1 + H_2 \cdot \Delta l_2 + H(y + \Delta y) \cdot \Delta l_3 +$$
$$+ H_4 \cdot \Delta l_4 = \frac{\Delta y}{l} \cdot I. \qquad (5)$$

Introducînd relaţiile (1) — (4) în (5) se obţine :

$$\frac{g_b}{\mu_0 w} \cdot \frac{d\Phi}{dy} + \frac{\Delta y}{\mu_0 \mu_r t w} \cdot \Phi + \frac{(-g_b)}{\mu_0 w} \cdot$$
$$\cdot \frac{d\Phi}{dy}(y + \Delta y) + \frac{\Delta y}{\mu_0 \mu_r t w} = \frac{\Delta y}{l} \cdot I,$$

sau, la limită :

$$\lim_{\Delta y \to 0} \frac{\frac{d\Phi}{dy}(y + \Delta y) - \frac{d\Phi}{dy}(y)}{\Delta y} -$$
$$- \frac{2}{\mu_r t g_b} \Phi = - \frac{\mu_0 w}{l g_b} \cdot I.$$

Pentru zone foarte înguste din circuitul magnetic $\Delta y \to 0$, obţinîndu-se pentru fluxul magnetic generat de conductor, o ecuaţie diferenţială de ordin II cu coeficienţi constanţi :

$$\frac{d^2\Phi}{dy^2} - \frac{1}{\lambda_b^2} \Phi = - \frac{\alpha}{\lambda_b} I, \qquad (6)$$

unde :

$$\lambda_b^2 = \frac{\mu_r t g_b}{2}; \qquad \alpha = \frac{\mu_0 \mu_r t w}{2l}. \qquad (7)$$

Soluţia generală a ec. (6) pe domeniul Δy are forma binecunoscută :

$$\Phi(y) = A e^{y/\lambda_b} + B e^{-y/\lambda_b} + \alpha I. \qquad (8)$$

care reprezintă expresia generală a fluxului magnetic generat de un conductor parcurs de curent, situat între cele două piese polare ale capului magnetic integrat.

3. Fluxul magnetic generat de înfăşurare

În figura 5 se prezintă o secţiune longitudinală axială prin dispozitivul de înregistrare, definindu-se lungimea întrefierului (g_a), grosimea zonei mediane (g_b), lungimea zonei întrefierului (l_a), lungimea zonei mediane (l_b), lungimea zonei posterioare (l_c) şi lăţimea spirei (l).

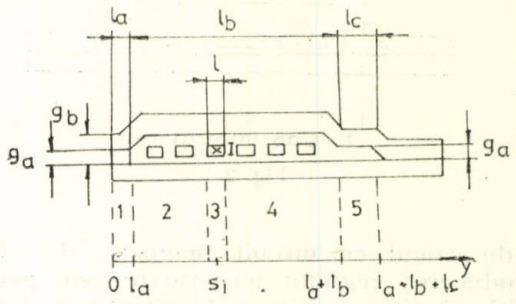


Fig. 5

Se consideră unul din conductori parcurs de curentul constant I. În acest caz, soluţiile ecuaţiei (6), pe domeniile 1—5 definite în figura 5, sînt următoarele :

1. $$\Phi_a = A_a e^{y/\lambda_a} + B_a e^{-y/\lambda_a}, \quad 0 \leqslant y \leqslant l_a, \qquad (9)$$

2. $$\Phi_b = A_b e^{y/\lambda_b} + B_b e^{-y/\lambda_b}, l_a \leqslant y \leqslant s_i \leqslant -\frac{l}{2} \qquad (10)$$

3. $$\Phi_y = A_y e^{-y/\lambda_b} + B_y e^{-y/\lambda_b} + \alpha I,$$

$$s_i - \frac{l}{2} \leqslant y \leqslant s_i + \frac{l}{2}, \qquad (11)$$

4. $$\Phi_c = A_c e^{y/\lambda_b} + B_c e^{-y/\lambda_b},$$

$$s_i + \frac{l}{2} \leqslant y \leqslant l_a + l_b, \qquad (12)$$

(13)

5. $$\Phi_d = A_a e^{-y/\lambda_a} + B_d e^{y/\lambda_a}, \; l_a + l_b \leqslant y \leqslant l_a + l_b + l_c,$$

unde :

$$\lambda_a^2 = \frac{\mu_r t g_a}{2}. \qquad (14)$$

Se observă că Φ_a reprezintă fluxul magnetic de scriere din întrefier (fluxul util), pe cînd Φ_b, Φ_y, Φ_c și Φ_d sînt fluxuri de pierderi între piesele polare. Coeficienții ecuațiilor (9)—(13) se determină din condiții pe frontieră, între domeniile 1—5 din figura 5 [4].

— Pentru aceeași solenație și pentru tensiune magnetică în fier, nulă în primă aproximație, căderea de tensiune magnetică în aer este egală la frontierele dintre domenii. Introducînd și relația de definiție (1), se obține:

$$1-2.\ \frac{g_a}{\mu_r w}\cdot\frac{\mathrm{d}\Phi_a}{\mathrm{d}y}=\frac{g_b}{\mu_0 w}\cdot\frac{\mathrm{d}\Phi_b}{\mathrm{d}y},\qquad y=l_a, \tag{15}$$

$$2-3.\ \frac{g_b}{\mu_0 w}\cdot\frac{\mathrm{d}\Phi_y}{\mathrm{d}y}=\frac{g_b}{\mu_0 w}\cdot\frac{\mathrm{d}\Phi_y}{\mathrm{d}y},\ y=s_i-\frac{l}{2}, \tag{16}$$

$$3-4.\ \frac{g_b}{\mu_0 w}\cdot\frac{\mathrm{d}\Phi_y}{\mathrm{d}y}=\frac{g_b}{\mu_0 w}\cdot\frac{\mathrm{d}\Phi_c}{\mathrm{d}y},\ y=s_i+\frac{l}{2}, \tag{17}$$

$$4-5.\ \frac{g_b}{\mu_0 w}\cdot\frac{\mathrm{d}\Phi_c}{\mathrm{d}y}=\frac{g_a}{\mu_0 w}\cdot\frac{\mathrm{d}\Phi_d}{\mathrm{d}y},\ y=l_a+l_b. \tag{18}$$

— Nu există discontinuități în distribuția fluxului magnetic la frontierele dintre domenii:

$$1-2.\ \Phi_a=\Phi_b,\qquad y=l_a, \tag{19}$$

$$2-3.\ \Phi_b=\Phi_y,\qquad y=s_i-\frac{l}{2}, \tag{20}$$

$$3-4.\ \Phi_y=\Phi_c,\qquad y=s_i+\frac{l}{2}, \tag{21}$$

$$4-5.\ \Phi_c=\Phi_d,\qquad y=l_a+l_b. \tag{22}$$

— Tensiunea magnetică se anulează în zona de contact între piesele polare:

$$\frac{\mathrm{d}\Phi_d}{\mathrm{d}y}=0,\qquad y=l_a+l_b+l_c. \tag{23}$$

— Fluxul de dispersie al întrefierului anterior (util) este neglijabil:

$$\Phi_a=0;\qquad y=0. \tag{24}$$

Condiția (24) definește modelul circuitului magnetic distribuit (denumit și „model linie de transmisie") pentru calculul intensității cîmpului magnetic din întrefier [6]. Funcționarea reală a unui cap magnetic se bazează tocmai pe existența unui flux magnetic de dispersie al întrefierului, care magnetizează pe porțiuni mediul de înregistrare. Secțiunea transversală a întrefierului unui cap integrat este însă cu două ordine de mărime inferioară secțiunii unui cap magnetic clasic, justificînd fizic condiția (24).

Relațiile (15)—(24) formează un sistem de zece ecuații, din care se determină cei zece coeficienți A, B care apar în soluțiile pe domenii (9)—(13) ale ecuației diferențiale (6). Astfel, coeficienții ecuației (9) au următoarea expresie:

$$A_a=\alpha I\,\frac{g_b\lambda_a}{g_a\lambda_b}\cdot\frac{P_1(s_i)+P_2(s_i)}{P_3+P_4}=-B_a, \tag{25}$$

unde:

$$P_1(s_i)=\operatorname{sh}\frac{l}{2\lambda_b}\cdot\operatorname{ch}\frac{l_c}{\lambda_a}\operatorname{ch}\frac{l_a+l_b-s_i}{\lambda_b}, \tag{26}$$

$$P_2(s_i)=\frac{g_a\lambda_b}{g_b\lambda_a}\cdot\operatorname{sh}\frac{l}{2\lambda_b}\cdot\operatorname{sh}\frac{l_c}{\lambda_a}\cdot\operatorname{sh}\frac{l_a+l_b-s_i}{\lambda_b}, \tag{27}$$

$$P_3=P\cdot\operatorname{ch}\frac{l_c}{\lambda_a}, \tag{28}$$

$$P_4=\frac{g_a\lambda_b}{g_b\lambda_a}\cdot P\cdot\operatorname{sh}\frac{l_c}{\lambda_a}, \tag{29}$$

iar:

$$P=\operatorname{ch}\frac{l_a}{\lambda_a}\cdot\operatorname{ch}\frac{l_b}{\lambda_b}+\frac{g_b\lambda_a}{g_a\lambda_b}\cdot\operatorname{sh}\frac{l_a}{\lambda_a}\cdot\operatorname{sh}\frac{l_b}{\lambda_b}. \tag{30}$$

Introducînd în soluția (9) relațiile (25)—(30), se determină expresia fluxului magnetic din întrefierul capului integrat, generat de conductorul i situat la distanța s_i de origine și parcurs de curentul I:

$$\Phi_a=2\alpha I\,\frac{g_b\lambda_a}{g_a\lambda_b}\cdot\frac{P_1(s_i)+P_2(s_i)}{P_3+P_4}\cdot\operatorname{sh}\frac{y}{\lambda_a}. \tag{31}$$

4. Eficiența la scriere

Expresia intensității cîmpului magnetic generat în întrefier de spira i se obține considerînd relația de definiție (1), pentru $y=0$:

$$H_a=\frac{1}{\mu_0 w}\cdot\left.\frac{\mathrm{d}\Phi_a}{\mathrm{d}y}\right|_{y=0}=\frac{2\alpha I}{\mu_0 w\lambda_a}\cdot\frac{g_b\lambda_a}{g_a\lambda_b}\cdot\frac{P_1(s_i)+P_2(s_i)}{P_3+P_4}. \tag{32}$$

Cîmpul magnetic total din întrefierul capului integrat este superpoziția cîmpurilor magnetice generate de fiecare spiră în parte, cînd este parcursă de curentul I. Eficiența la scriere a spirei i situată la distanța s_i de origine

și parcursă de curentul I se definește ca raportul dintre circulația cîmpului magnetic în întrefier și intensitatea curentului de scriere:

$$E_i = \frac{H_a \cdot g_a}{I}. \tag{33}$$

Introducînd în (33) relațiile (7) și (32) se obține expresia eficienței la scriere a unei spire:

$$E_i = \frac{2\lambda_b}{l} \cdot \frac{P_1(s_i) + P_2(s_i)}{P_3 + P_4}. \tag{34}$$

Eficiența la scriere a capului integrat se obține prin medierea eficiențelor fiecărei spire:

$$E = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} E_i, \tag{35}$$

unde N reprezintă numărul de spire al înfășurării.

5. Fluxul magnetic de lectură

Pentru evaluarea performanțelor de lectură ale capului integrat proiectat, se consideră că mediul de înregistrare generează în vecinătatea imediată a întrefierului ($y = 0$) un flux magnetic de valoare cunoscută Φ_0. O parte a acestui flux magnetic străbate spirele înfășurării, inducînd un nivel de tensiune proporțional cu variația sa în timp. Expresia fluxului magnetic de lectură care străbate spira i, situată la distanța s_i față de origine se obține în același fel ca la scriere. Astfel, soluțiile ecuației (6) pe domenii nu se schimbă, cu excepția ecuației (11), unde curentul de scriere se consideră nul ($I = 0$):

$$\Phi_y = A_y e^{y/\lambda_b} + B_y e^{-y/\lambda_b}; \quad s_i - \frac{l}{2} \leqslant y \leqslant s_i + \frac{l}{2}. \tag{36}$$

Condițiile de frontiere (15) — (24) rămîn aceleași, cu excepția relației (24), care devine:

$$\Phi_a = \Phi_0. \tag{37}$$

Datorită absenței curentului de scriere rezolvarea sistemului de ecuații pentru determinarea coeficienților din expresiile fluxului magnetic pe domenii se simplifică. Într-adevăr:

$$A_b = A_y = A_c, \tag{38}$$

$$B_b = B_y = B_c. \tag{39}$$

Coeficienții ecuației (36) au următoarele expresii:

$$A_y = \frac{\Phi_0}{2(P_3 + P_4)} e^{-\frac{l_a + l_b}{\lambda_b}} \left(\operatorname{ch} \frac{l_c}{\lambda_a} - \frac{g_a \lambda_b}{g_b \lambda_a} \cdot \operatorname{sh} \frac{l_c}{\lambda_a} \right), \tag{40}$$

$$B_y = \frac{\Phi_0}{2(P_3 + P_4)} e^{+\frac{l_a + l_b}{\lambda_b}} \left(\operatorname{ch} \frac{l_c}{\lambda_a} + \frac{g_a \lambda_b}{g_b \lambda_a} \cdot \operatorname{sh} \frac{l_c}{\lambda_a} \right), \tag{41}$$

unde P_3 și P_4 sînt definiți de expresiile (28) — (30).

Fracțiunea din fluxul magnetic generat de mediul de înregistrare care străbate spira i situată la distanța s_i de origine se obține însumînd pe lățimea spirei fluxurile elementare φ_y, definite pe domenii înguste Δy. Introducînd în (36) relațiile (40) și (41), rezultă expresia fluxului elementar:

$$\varphi_y = \frac{\Phi_0}{P_3 + P_4} \left(\operatorname{ch} \frac{l_c}{\lambda_a} \cdot \operatorname{ch} \frac{l_a + l_b - y}{\lambda_b} + \right.$$

$$\left. + \frac{g_a \lambda_b}{g_b \lambda_a} \cdot \operatorname{sh} \frac{l_c}{\lambda_a} \cdot \operatorname{sh} \frac{l_a + l_b - y}{\lambda_b} \right). \tag{42}$$

Fluxul total prin spiră este media fluxurilor elementare:

$$\Phi_y = \frac{1}{l} \int_{s_i - \frac{l}{2}}^{s_i + \frac{l}{2}} \varphi_y \, dy.$$

Introducînd (42) și efectuînd integrala se obține:

$$\Phi_y = -\Phi_0 \cdot \frac{2\lambda_b}{l} \cdot \frac{P_1(s_i) + P_2(s_i)}{(P_3 + P_4)}. \tag{43}$$

6. Eficiența la lectură

Considerînd rezistența spirei neglijabilă, amplitudinea tensiunii induse în spiră depinde numai de variația în timp a fluxului magnetic, generat de mediul de înregistrare în mișcare relativă față de capul magnetic:

$$U_i = -\frac{\partial \Phi_y}{\partial t} = -j\omega\Phi_y.$$

Introducînd (43) se obține expresia amplitudinii tensiunii induse în spira i, străbătute de o fracțiune Φ_y din fluxul magnetic generat de mediu (Φ_0), care ajunge la spiră:

$$U_i = j\omega\Phi_0 \frac{2\lambda_b}{l} \cdot \frac{P_1(s_i) + P_2(s_i)}{P_3 + P_4}. \tag{44}$$

Tensiunea la bornele înfășurării de lectură este superpoziția tensiunilor induse în fiecare spiră în parte, cînd este străbătută de un flux magnetic $\Phi_y(s_i)$. Eficiența la lectură a spirei i, situată la distanța s_i de origine, se definește ca raportul dintre amplitudinea tensiunii induse în spiră și variația în timp a fluxului magnetic generat de mediu:

$$E_i = \frac{U_i}{j\omega\Phi_0}. \tag{45}$$

Introducînd în (45) relația (44) se obține expresia eficienței la lectură a unei spire:

$$E_i = \frac{2\lambda_b}{l} \cdot \frac{P_1(s_i) + P_2(s_i)}{P_3 + P_4}. \tag{46}$$

Eficiența la lectură a capului integrat se obține prin medierea eficiențelor fiecărei spire:

$$E = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} E_i, \tag{47}$$

unde N reprezintă numărul de spire al înfășurării.

Expresiile eficienței la scriere (34) și a eficienței la lectură (46) sînt identice. Acest lucru era previzibil, eficiența fiind definită ca un raport între efect (cîmp magnetic de scriere sau tensiune la lectură) și cauză (curent de scriere sau, respectiv, flux magnetic variabil în întrefier). Identitatea expresiilor de eficiență obținute, conformă cu teorema reciprocității, constituie o verificare a corectitudinii modelului generalizat de circuitul magnetic distribuit, propus pentru calculul capului magnetic integrat cu treaptă dublă posterioară [7]. Se observă că pentru $l_c = 0$, termenii P_2 și P_4 se anulează și expresiile (25)—(34) devin asemănătoare cu cele utilizate pentru calculul unui cap ideal, cu un model clasic de circuit magnetic distribuit [4].

7. Calculul eficienței

Considerînd geometria de cap magnetic integrat spiralat descrisă de Jones, se calculează eficiența cu modelul generalizat ($l_c = 2\ l$), comparativ cu modelul clasic ($l_c = 0$) [4]. Astfel, piesele polare au grosimea de 2 μm și o permeabilitate magnetică relativă de 1 600. Înfășurarea este formată din patru spire, cu lățimea spirei de 10 μm și distanța dintre spire de 7,5 μm. Lungimea zonei întrefierului (l_a) este de 5 μm, lungimea zonei mediane (l_b) este de 92,5 μm, lungimea întrefierului util și grosimea zonei posterioare (g_a) au valoarea de 1,5 μm, iar grosimea zonei mediane (g_b) este de 6,5 μm. Introducînd aceaste valori numerice în relația (7), se obțin:

$$\lambda_a = 50\ \mu m;\quad \lambda_b = 102\ \mu m;\quad \alpha = 20\ nH.$$

Efectuînd calculele și introducînd în relațiile (32) și (34) coordonatele pe axa y ale centrului spirei s_i, se obțin valorile de cîmp magnetic generat în întrefier de un curent de scriere $I = 100$ mA, ca și eficiențele spirelor (tabelul 1).

Cîmpul magnetic total, generat în întrefier de înfășurarea de scriere, este superpoziția cîmpurilor generate de fiecare spiră. Raportul dintre valoarea cîmpului magnetic total, calculată cu modelul generalizat și valoarea calculată cu modelul clasic este 0,9. Același raport se păstrează și între eficiențele globale ale capului, calculate cu cele două modele. Din tabelul 1 se observă că influența treptei duble posterioare se manifestă prin micșorarea cu 5,5 % a eficienței globale a capului (62,5 % față de 68 %). Această influență este cu atît mai mare, cu cît spira respectivă este situată mai departe de întrefier. Astfel, în timp ce pentru prima spiră eficiența scade cu 4 %, la ultima spiră se constată o scădere a eficienței cu 7 % față de cazul unui cap ideal ($l_c = 0$).

8. Concluzii

În cazul unui cap magnetic integrat spiralat real, în secțiunea longitudinală axială apare o a treia regiune, de forma unei trepte duble descrescătoare în grosime și cu lungimea aproximativ egală cu dublul lățimii spirei.

Introducerea în calcul a treptei duble posterioare a permis generalizarea modelului unidimensional cu circuit magnetic distribuit și evaluarea unei eficiențe globale mai reduse cu

Tabelul 1

spira	s_i (μm)	$\text{ch}\frac{l_a+l_b-s_i}{\lambda_b}$	$\text{sh}\frac{l_a+l_b-s_i}{\lambda_b}$	$P_1(s_i)$	$P_2(s_i)$	$H_{ai}\cdot 10^{-3}$(A/m)		H_{ai} = (Oe)		E_i	
						$l_c=0$	$l_c=2\,l$	$l_c=0$	$l_c=2\,l$	$l_c=0$	$l_c=2\,l$
s_1	25	1,26	0,77	0,068	0,0074	51,3	48,6	641	607	0,77	0,73
s_2	42,5	1,14	0,56	0,061	0,0054	46	42,6	575	532	0,69	0,64
s_3	60	1,06	0,37	0,057	0,0035	42,6	38,6	532	482	0,64	0,58
s_4	77,5	1,03	0,24	0,055	0,0023	41,3	36,6	516	457	0,62	0,55

cca 5% față de cea calculată cu modelul clasic „linie de transmisie".

Din expresiile obținute se observă că eficiența capului integrat este invers proporțională cu lungimile zonei întrefierului, zonei mediane și treptei duble posterioare. În același timp, eficiența crește proporțional cu grosimea zonei mediane a capului. Optimizarea eficienței este posibilă prin îmbunătățirea tehnologiei de realizare, avînd ca rezultate o apropiere mai mare a spirelor de întrefier, ca și o distanțare mai mare între piesele polare în zona mediană, pentru micșorarea fluxurilor de pierderi. De asemenea, micșorarea lungimii treptei duble posterioare conduce la îmbunătățirea eficienței globale a capului integrat și contribuie la creșterea intensității cîmpului magnetic de scriere și a amplitudinii tensiunii la lectură.

Bibliografie

[1] *Ciureanu, P.*, ș.a. comunicare la sesiunea a XIX-a a Academiei Militare, nov. 1980.

[2] *Neamțu, J., Ciureanu, P.*, Liiceanu, C., Lucrările sesiunii a II-a jubiliare a Institutului de Cercetări Electronice, oct 1981. vol. 1, p. 142.

[3] *Yeh, N.*, I.E.E.E. Trans. Magn. **MAG-18**, nr. 1, ian 1982, p. 233—237.

[4] *Jones, R.*, I.E.E.E. Trans. Magn., **MAG-14**, nr. 5, sep 1978, p. 509—511.

[5] *Paton, A.J.*, Appl. Phys., **42**, nr. 13, dec 1971, p. 5868—5870.

[6] *Kelley, G., Valstyn, E.* I.E.E.E. Trans. Magn., **MAG-16**, nr. 5, sept 1980, p. 788 —790.

[7] Ciureanu, P. Teză de doctorat, Institutul Politehnic București, 1983.

NOTĂ

Asupra unui nou tip de redresor sensibil la fază, electronic

Utilizarea redresoarelor sensibile la fază, electronice (RSFE) în tehnica măsurărilor electrice este posibilă numai dacă schemele lor satisfac într-un grad cît mai ridicat o serie de condiții cu caracter general ca: asigurarea unei redresări sensibile la fază liniare; rezistența directă a „contactului" lor să fie practic nulă, iar rezistența inversă-infinită; starea „contactului" RSFE să fie determinată de semnalul de comandă și, mai mult, numai de polaritatea acestui semnal; deriva de zero, durata regimurilor tranzitorii de comutație a „contactului" și consumul propriu din circuitele de comandă și de măsurare ale RSFE să fie practic neglijabile, precum și unele condiții specifice fiecărei aplicații, cum ar fi, de exemplu, cele referitoare la frecvența de lucru, domeniul de măsurare, sensibilitate etc., [2,3].

Majoritatea acestor condiții sînt îndeplinite numai în gama frecvențelor joase de redresoarele sensibile la fază mecanice (RSFM), considerate ideale pentru tehnica măsurărilor. Evident, din motive binecunoscute (fiabilitate redusă, preț de cost ridicat, durată de funcționare limitată etc. [3]), se tinde la înlocuirea completă a RSFM cu RSFE. În stadiul actual, cu toată diversitatea schemelor RSFE existente*, nu s-a conceput încă o schemă care să răspundă integral tuturor condițiilor menționate. Aceasta se explică în special prin faptul că multe dintre condițiile necesare sînt contradictorii, soluționarea unora efectuîndu-se, de regulă, în detrimentul celorlalte.

În cele ce urmează se propune și se studiază schema unui nou tip de RSFE, construit cu tranzistoare complementare și diode, cu bornă comună între circuitele de comandă și de măsurare [1], care — pentru anumite aplicații din tehnica măsurărilor electrice (măsurarea defazajelor și a factorului de putere, măsurarea directă a componentelor active și reactive ale semnalelor sinusoidale, detectarea nulului în punțile de c.a. etc.) — asigură performanțe superioare comparativ cu RSFE cunoscute.

1. Schema electrică și ecuația de funcționare a RSFE

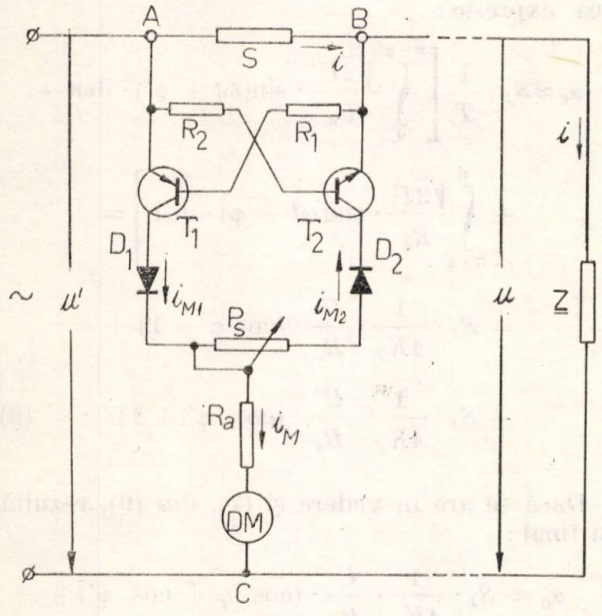
Schema electrică a RSFE propus este prezentată în figura 1.

RSFE se compune din tranzistoarele complementare T_1 și T_2 care funcționează în regim de comutație normală, starea lor fiind comandată de semnalul sinusoidal $(S \cdot i)$ obținut la bornele șuntului S parcurs de curentul i din receptorul $\underline{Z}(I_M \ll I)$. Ambele tranzistoare sînt în stare de conducție numai în alternanța pozitivă a semnalului de comandă $(S \cdot i)$, ele blocîndu-se simultan în momentul în care acest semnal devine negativ.

Circuitul colector-emitor al tranzistorului T_1 — de tip *pnp*, înseriat cu dioda semiconductoare D_1, este conectat în paralel cu circui-

* Construite cu diode, cu tranzistoare, cu tranzistoare și diode, cu amplificatoare operaționale etc., în diverse montaje: simple, diferențiale, în punte simetrică sau nesimetrică etc., [3].

tul similar al tranzistorului T_2 — de tip *npn*, înseriat — la rîndul său — cu dioda D_2. Circuitului rezultant, astfel obținut, conectat în serie cu un dispozitiv de măsurare magnetoelectric DM și o rezistență adițională R_a de valoare mare, i se aplică semnalul sinusoidal de măsurat, practic egal și în fază cu tensiunea u de la bornele receptorului $\underline{Z}$.



Fig, 1

Diodele D_1 și D_2 elimină posibilitatea funcționării tranzistoarelor T_1 și T_2 în regim de comutație inversă, iar potențiometrul P_s permite simetrizarea ramurilor T_1, D_1, respectiv T_2 D_2 în raport cu semnalul de măsurat.

Fie :

$$\begin{cases} i = \sqrt{2} \cdot I \cdot \sin\ \omega t \\ u = \sqrt{2} \cdot U\ \sin\ (\omega t + \varphi), \end{cases} \tag{1}$$

curentul, respectiv tensiunea receptorului $\underline{Z}$, defazate între ele cu un unghi φ oarecare.

În alternanța pozitivă a semnalului de comandă al RSFE ($S \cdot i > 0$), ambele tranzistoare T_1 și T_2 sînt în stare de conducție, întrucît baza tranzistorului T_1 — de tip *pnp* — este în acest caz negativă, iar baza tranzistorului T_2 — complementar cu T_1 — pozitivă. Datorită diodelor D_1 și D_2 cele două tranzistoare funcționează în regim de comutație normală, în sensul că, în condiția $S \cdot i > 0$, T_1 este în conducție numai cînd și semnalul de măsurat $u > 0$ (colectorul negativ), iar T_2 — numai pentru situația $u < 0$ (colectorul pozitiv).

Dacă rezistențele directe ale diodelor D_1 și D_2 și ale joncțiunilor $C-E$ ale tranzistoarelor T_1 și T_2 și impedanța internă a dispozitivului magnetoelectric DM sînt neglijabile în raport cu rezistența adițională (liniară) R_a, aleasă convenabil, valoarea instantanee a curentului i_M prin dispozitivul DM rezultă din :

$$i_M \approx \frac{u}{R_a}, \tag{2}$$

pe intervalul $\omega t \in (0\ ;\ \pi)$, în care semnalul $S \cdot i > 0$, și :

$$i_M = 0, \tag{3}$$

în intervalul $\omega t \in (\pi\ ;\ 2\pi)$, în care $S \cdot i < 0$, deoarece, în alternanța negativă a semnalului de comandă, indiferent de valoarea și polaritatea semnalului de măsurat u, tranzistoarele T_1 și T_2 sînt simultan blocate.

Deviația α a dispozitivului magnetoelectric DM, direct proporțională cu valoarea medie a semnalului i_M, calculată pe o perioadă a semnalului de comandă ($S \cdot i$), rezultă din :

$$\alpha = S_I \cdot I_{Mmed} = S_I \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \cdot\, i_M \cdot \mathrm{d}t, \tag{4}$$

care, ținînd seama de (1), (2) și (3), conduce la :

$$\alpha \approx S_I \cdot \frac{1}{T} \int_0^T \frac{u}{R_a} \cdot \mathrm{d}t = S_I \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^{\pi} \frac{\sqrt{2} \cdot U}{R_a} \cdot \tag{5}$$

$$\cdot \sin\ (\omega t + \varphi) \cdot \mathrm{d}\omega t = S_I \cdot \frac{1}{2K_f} \cdot \frac{U}{R_a} \cdot \cos\ \varphi,$$

în care : $K_f = 1{,}11$ reprezintă factorul de formă al semnalului sinusoidal de măsurat, iar S_I — sensibilitatea dispozitivului magnetoelectric DM utilizat de RSFE.

Ecuația de funcționare (5) pune în evidență practic toate aplicațiile posibile ale noului RSFE. Dintre aceste aplicații, tratate de regulă în lucrările de specialitate în legătură cu alte tipuri de RSF [2,3], RSFE descris asigură performanțe superioare în : măsurarea directă a defazajelor și a factorului de putere [7], detectarea nulului din punțile de c.a. semiechilibrate prin sesizarea cuadraturii a două semnale sinusoidale [8], măsurarea directă a componentelor active și reactive ale semnalelor sinusoidale, în cadrul instalațiilor automate de compensare a factorului de putere etc.

2. Analiza și calculul erorilor RSFE

Analiza funcționării RSFE și a condițiilor simplificatoare (practice) în care a fost obținută ecuația (5) permite identificarea următoarelor erori posibile :

— erori datorită influenţei semnalului de comandă ($S \cdot i$) asupra indicaţiei α a RSFE;

— erori datorită regimurilor tranzitorii de comutaţie a tranzistoarelor T_1 şi T_2 care alcătuiesc „contactul" RSFE;

— erori datorită neglijării rezistenţelor directe ale diodelor D_1, D_2 şi joncţiunilor $C-E$ ale tranzistoarelor T_1 şi T_2, precum şi a impedanţei dispozitivului magnetoelectric DM în raport cu rezistenţa adiţională R_a;

— erori suplimentare datorită variaţiilor de temperatură.

Pentru determinarea expresiei erorii introduse de semnalul ($S \cdot i$) trebuie remarcat, mai întîi, că ecuaţia (5) s-a obţinut pe baza relaţiei (2), exactă în situaţia în care ambelor ramuri: AC, respectiv BC ale circuitului de măsurare al RSFE li s-ar aplica acelaşi semnal u. În realitate, numai ramurii BC i se aplică tensiunea u; ramurii AC i se aplică tensiunea:

$$u' = u + S \cdot i = \sqrt{2} \cdot U' \cdot \sin(\omega t + \varphi'). \quad (6)$$

Diagrama fazorială a semnalelor sinusoidale i, u, u' şi $S \cdot i$ din schema RSFE este trasată în figura 2. Din această diagramă, în ipoteza practică $S \cdot I \ll U$; U', rezultă imediat:

$$U' \approx U + S \cdot I \cdot \cos \varphi. \quad (7)$$

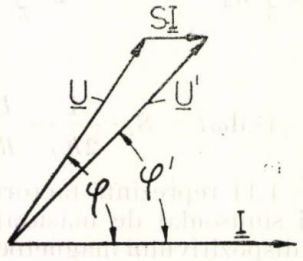


Fig. 2

Valoarea instantanee a curentului i_M prin dispozitivul magnetoelectric DM, în ipoteza neglijării tuturor rezistenţelor din circuitul de măsurare al RSFE în raport cu rezistenţa adiţională R_a, va rezulta din:

$$\begin{cases} i_M = i_{M1} \approx \dfrac{u'}{R_a} \text{ în intervalul } \omega t \in (0\,;\, \pi - \varphi'), \\ i_M = i_{M2} \approx \dfrac{u}{R_a} \text{ în intervalul } \omega t \in (\pi - \varphi\,;\, \pi), \\ i_M \approx 0 \quad \text{în intervalul } \omega t \in (\pi\,;\, 2\pi). \end{cases} \quad (8)$$

În intervalul foarte îngust $\omega t \in (\pi - \varphi\,;\, \pi - \varphi')$, valoarea medie a semnalului i_M este practic nulă. Aceasta se constată uşor dacă se trasează variaţiile în timp ale semnalelor: i, u, u', i_{M1}, i_{M2} şi i_M care intervin în funcţionarea RSFE. De asemenea, din figura 2, întrucît şuntul S este pur activ, se observă imediat că unghiul $\varphi' < \varphi$, indiferent de valoarea defazajului φ.

Din (4), ţinînd seama de această dată de relaţiile (8), (6) şi (1), se obţine pentru deviaţia dispozitivului magnetoelectric DM următoarea expresie:

$$\alpha_0 \approx S_I \cdot \frac{1}{T}\left[\int_0^{\pi-\varphi'} \frac{\sqrt{2}U'}{R_a} \cdot \sin(\omega t + \varphi') \cdot d\omega t + \int_{\pi-\varphi}^{\pi} \frac{\sqrt{2}U}{R_a} \cdot \sin(\omega t + \varphi) \cdot d\omega t\right] =$$

$$= S_I \cdot \frac{1}{4K_f} \cdot \frac{U}{R_a} \cdot (\cos \varphi - 1) +$$

$$+ S_I \cdot \frac{1}{4K_f} \cdot \frac{U'}{R_a} \cdot (\cos \varphi' + 1). \quad (9)$$

Dacă se are în vedere şi (7), din (9), rezultă în final:

$$\alpha_0 \approx S_I \cdot \frac{1}{4K_f} \cdot \frac{U}{R_a} \cdot (\cos \varphi + \cos \varphi') +$$

$$+ S_I \cdot \frac{1}{4K_f} \cdot \frac{S \cdot I}{R_a} \cdot \cos \varphi \cdot (1 + \cos \varphi'). \quad (10)$$

Eroarea sistematică relativă datorită influenţei semnalului de comandă ($S \cdot I$) asupra deviaţiei RSFE rezultă din:

$$\left[\frac{\Delta\alpha}{\alpha}\right]_{\%} = \frac{\alpha - \alpha_0}{\alpha} \cdot 100, \quad (11)$$

în care valoarea măsurată α este dată de (5), iar α_0 — de (10). În urma efectuării tuturor calculelor se obţine final:

$$\left[\frac{\Delta\alpha}{\alpha}\right]_{\%} \approx \left[1 - \frac{\cos\varphi'}{\cos\varphi} - \frac{S \cdot I}{U} \cdot (1 + \cos \varphi')\right] \cdot 50 \quad (12)$$

Întrucît, aşa cum s-a arătat anterior, unghiul $\varphi' < \varphi$, indiferent de valoarea defazajului φ, eroarea sistematică (12) este totdeauna negativă. Analiza expresiei (12) mai arată că eroarea introdusă de şuntul S este maximă pentru situaţia particulară în care receptorul $\underline{Z}$ este pur activ, cînd $\varphi = \varphi' = 0$, şi:

$$\left[\frac{\Delta\alpha}{\alpha}\right]_{\%max} = -\frac{S \cdot I}{U} \cdot 100. \quad (13)$$

Evident, pentru ca erorile introduse de șuntul S să devină neglijabile este necesară îndeplinirea condiției: $S \cdot I \ll U$. Pentru traducerea acestei condiții în practică, cu asigurarea simultană a unui domeniu larg de variație a intensității curentului I, se întrevăd două soluții și anume:

— fie folosirea mai multor șunturi liniare S, cu valori convenabile, calculate în funcție de intensitatea curentului I prin receptorul $\underline{Z}$;

— fie înlocuirea șuntului S cu un grup de două diode semiconductoare, conectate antiparalel. În acest caz, rezistența șuntului — egală cu rezistența directă (neliniară) a diodelor utilizate — scade cu creșterea curentului I, asigurîndu-se astfel, pentru un domeniu larg de valori ale lui I, un semnal de comandă de amplitudine practic constantă. Totodată, prin adoptarea acestei soluții, comanda tranzistoarelor T_1 și T_2 se va efectua cu un semnal practic dreptunghiular. Drept urmare, durata regimurilor tranzitorii de comutație ale celor două tranzistoare și — corespunzător — erorile datorită acestor regimuri devin neglijabile.

Pentru ca și ultimele două categorii de erori menționate la începutul acestui paragraf să devină neglijabile există o singură soluție și anume: adoptarea unei rezistențe adiționale R_a de valoare cît mai mare posibil și cu un coeficient de variație cu temperatura cît mai redus. Valoarea acestei rezistențe este limitată practic numai de sensibilitatea S_I a dispozitivului magnetoelectric (care poate fi un microampermetru sau un galvanometru) asociat cu RSFE.

3. Concluzii

În prezenta lucrare se propune și studiază un nou tip de RSFE, cu bornă comună între circuitele sale de comandă și de măsurare, construit cu tranzistoare complementare și diode, destinat a fi aplicat îndeosebi în tehnica măsurărior electrice.

Avantajele schemei propuse pot fi sintetizate astfel:

a. Comparativ cu RSFE cu bornă comună, construite cu diode semiconductoare (tip Séguier [2]), RSFE descris se impune printr-o influență reciprocă între semnalele de comandă și de măsurat mult diminuată și printr-un consum propriu de energie mai mic.

b. Comparativ cu RSFE cu bornă comună, construite cu tranzistoare (tip Wengler [4]), RSFE propuse are următoarele avantaje: nu necesită semnale de comandă dreptunghiulare cu amplitudinea riguros constantă, cu toate consecințele care decurg din acest aspect (lipsa circuitelor de formare a impulsurilor, lipsa surselor de t.e.m. continuă etc.); schema sa este mai simplă și are un preț de cost mai redus; prezintă posibilități mai mari de compensare a derivei de zero datorită construcției sale în punte.

c. Comparativ cu toate tipurile de RSFE lipsite de bornă comună între circuitele lor de c mandă și de măsurare (de tip Geyger, Grave, Gossen, Séguier, Smith etc. [2,3,5,6]), schema propusă permite eliminarea transformatoarelor de decuplare a celor două semnale și conectarea la masă, cînd este necesar, a instalațiilor de măsurare.

RSFE propus, utilizat în prezent la construirea unui fazmetru-cosfimetru cu scara liniară [7] și a unui impedanțmetru [8], ambele aparate asigurînd performanțe industriale (erori de măsurare mai mici de 1—2,5%), poate fi folosit și în alte domenii din tehnica măsurărilor automatizărilor și electronicii industriale

Bibliografie

[1] *Crețu, Adr.* Redresor sensibil la fază, electronic. Brevet R.S.R., nr. 75097, București, 1980.

[2] *Séguier, G.* Commutateurs de mesure à diodes. In: R.G.E. vol. **70**, nr. 12, p. 599—614, 1961.

[3] *Crețu, Adr.* Contribuții la studiul redresoarelor sensibile la fază, cu aplicare la realizarea de noi dispozitive de măsurare electrice. Teză de doctorat, Institutul politehnic-Iași, 1979.

[4] *Wengler, P.* Grundlagen und Anwendungen phasenemppfindlicher Gleichrichter. In: Radio Fernsehen-Elektronik, nr. 6, 1971, p. 177—180.

[5] *Smith, K.L.* The Ubiquitous Phase Sensitive Detector. In: Wireless World, nr. 78, 1972, p. 1442.

[6] *Faizulin, N.A.*, ș.a. Fazociuvstvitelnîi detector. In: Pribori i sistemî upr., nr. 1, 1975, p. 43—44.

[7] *Crețu, Adr.* H Fazmetru-cosfimetru electronic liniar Brevet R.S.R., nr. 75545, București, 1980.

[8] *Crețu, Adr.* Impedanțmetru. Brevet R.S.R., nr. 75192, București, 1980.

Dr. ing. Adrian Crețu
Institutul politehnic — Iași

Abonaţi-vă la

Revista ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA!

Citind cu regularitate revista „Electrotehnica, electronica şi automatica" veţi fi bine informaţi asupra activităţii desfăşurate în sectorul electrotehnicii, electronicii şi automaticii din ţara noastră, ca şi asupra noutăţilor din domeniu de peste hotare.

Revista vă informează asupra realizărilor de prestigiu obţinute de unităţile de profil din ţara noastră, asupra economiei de energie şi reducerii consumurilor specifice de materiale, a creşterii fiabilităţii produselor, valorificării resurselor naturale, a tehnologiilor noi, a materialelor electroizolante etc.

★

Toate aceste informaţii urmăresc reflectarea cerinţelor rezultate din documentele de partid şi de stat în probleme privind sectoarele de care se ocupă revista.

CERERE DE ABONAMENT LA REVISTA
„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA, AUTOMATICA"

ÎNTREPRINDEREA . . . . . .

SUBSEMNATUL. . . . . .

din localitatea. . . . . str. . . . . nr. . . . . .

bl. . . . . ap. . . . . sector . . . . . cod poştal . . . . . .

telefon . . . . . judeţul . . . . . solicit . . . . . abonament(e)

care va (vor) fi expediat(e) la adresa de mai sus.

C/v abonamentului(elor) de lei (120 un abonament pe an) . . . . . s-a achitat în contul 3 01770201 BNRSR filiala sector 5, al Institutului de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru electrotehnică — Bucureşti, Bd. Tudor Vladimirescu nr. 45 — 47, sector 5 cod 79623.

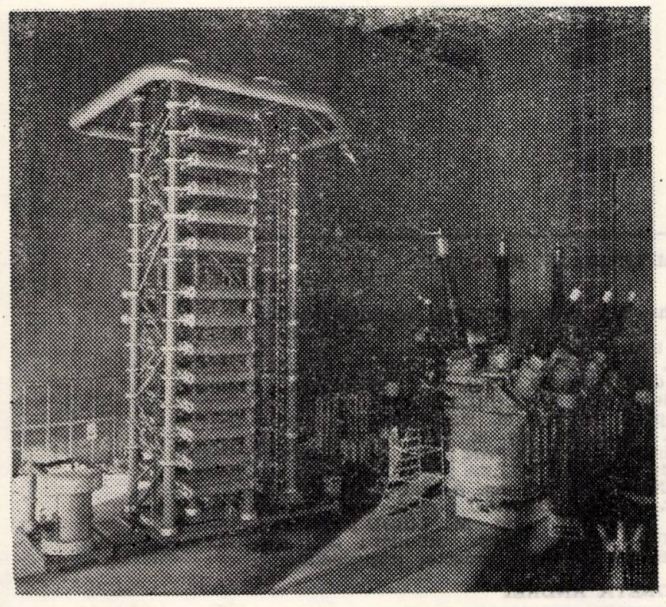
Data . . . . . .

Semnătura,

CCSIT-ELECTROPUTERE-CRAIOVA
prin LABORATORUL DE ÎNALTĂ TENSIUNE

execută încercări de izolație conform standardelor naționale și internaționale pentru clase de izolație pînă la 765 KV inclusiv la următoarele produse:

TRANSFORMATOARE DE PUTERE ȘI DE MĂSURĂ



— **încercarea** la impuls de tensiune undă plină (1,2/50 μs) și undă tăiată pe spate între 2 și 8 μs);

— încercarea la impuls de comutație cu tensiune aplicată sau prin inducție electromagnetică cu demagnetizare în impulsuri sau curent continuu;

— măsurarea descărcărilor parțiale și a perturbațiilor radio;

— încercarea izolației principale cu tensiune aplicată;

— încercarea izolației principale și longitudinale cu tensiune indusă mono și trifazată;

— determinarea caracteristicilor izolației (rezistența de izolație, capacitatea înfășurărilor, pierderi dielectrice, variația capacității și pierderilor dielectrice în funcție de tensiune);

— **încercarea separată a comutatoarelor de reglaj sub sarcină și a trecerilor izolate aer-ulei;**

— **determinarea tensiunilor transmise între înfășurări;**

— **verificarea transformatoarelor de tensiune capacitive la comportarea în regim tranzitoriu în schemă directă (scurt-circuit secundar) și în schemă echivalentă (scurtcircuit primar).**

APARATAJ DE LINIE CU IZOLAȚIE ÎN AER SAU SF_6

— determinarea tensiunilor de conturnare, a izolației externe în stare uscată și sub ploaie artificială;
— determinarea tensiunii de 50 % amorsări prin metoda „sus-jos" sau metoda dreptei de regresie;
— încercarea intervalului între contacte la aparatajul de comutație cu tensiuni combinate;
— ridicarea caracteristicilor de protecție ale descărcătoarelor;
— încercări de fiabilitate pe platforma de încercări în aer liber.

CCSIT-EP-LIT Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică Electroputere - Laboratorul de Inaltă Tensiune
Calea București nr. 144 cod 1100 Craiova

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUȚ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU ; acad. prof. dr. șt. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI

Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA“ (E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei de Mașini-Unelte, Electrotehnică și Electronică, apare în cadrul Oficiului de informare documentară al Institutului de cercetare științifică și inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică *(I.C.P.E.)*. Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 3017.7.02.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții ca și pentru particulari este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *INFORMAȚIA“*, București, str. Brezoianu nr. 23—25. c. 1556.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

1984 MAR 15

E2040/1

REFERÁLVA

Elektrotechn. (Victor)

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI ANUL 31 • NR. 8 • NOIEMBRIE 1983

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 31 Nr. 8 noiembrie 1983

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 628.977.1/2.001.24 : 628.93.001.24
FACTOR DE UTILIZARE
ILUMINAT INTERIOR
FLUX DIRECT
Dinculescu, P.: **Determinarea factorului de utilizare pentru instalațiile de iluminat interior.**
E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 8, nov 1983, p. 313

Se prezintă modul de calcul al factorului de reflexie echivalent al cavității tavan-frizã și al factorului de utilizare pentru o instalație de iluminat interior. Fluxurile directe se determină în funcție de raportul direct pentru amplasarea de referință a corpurilor de iluminat.

CZ 621.313.333

MOTOR ASINCRON
ACȚIONARE HIBRIDĂ
LOGICA DE COMANDĂ
Paraschivescu, P. D., Tatoiu, G. V.: **Acționarea unui vehicul cu două viteze pe un traseu avînd puncte prestabilite de oprire.**
E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 8, nov 1983, p. 326

Lucrarea prezintă logica de comandă a sensului de mers al unui vehicul, a frînării și opririi la un punct fix prestabilit, sistemele de siguranță și acționarea hibridă de forță ale motorului asincron cu două viteze.

CZ 621.3.015.1 : 621.3.017.42

CĂDERI DE TENSIUNE
CONTACTE ELECTRICE
Ionescu, Fl.: **Dispozitiv pentru controlul în regim dinamic al căderii de tensiune pe un contact electric.**
E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 8, nov 1983, p. 329

Valoarea căderii de tensiune pe contactul electric aflat în poziția închis, cînd acesta este străbătut de curentul său nominal poate fi adoptată drept criteriu de verificare a calității contactului. Dacă această valoare depășește o anumită valoare limită prestabilită se poate afirma că respectivul contact s-a deteriorat. Măsurarea căderii de tensiune pe contact, direct în standul în care se face încercarea sa la fiabilitate, adică în regim dinamic, permite stabilirea exactă a momentului căderii contactului, asigurînd un calcul corect al indicatorilor de fiabilitate. Dispozitivul construit poate controla și semnaliza depășirea unor valori limită de căderi de tensiune pe contact cuprinse între 25 mV și 850 mV, pentru contacte conectate în circuite de încercare avînd tensiunea nominală între 24 și 220 V c.c. Frecvența de conectare a contactului este 600 conectări/oră.

CZ 621.318.4 : 657.47

BOBINE DE CURENT CONTINUU
REDUCERE PREȚ DE COST
Burcea, T., Chivulescu, C.: **Dimensionarea optimă a bobinelor de curent continuu după criteriul minimului de cost.**
E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 8, nov 1983, p. 335

Lucrarea se referă la aplicarea criteriului de cost minim în cazul dimensionării optime a bobinelor de curent continuu.

CZ 621.313.2—8 : 621.3.012

GENERATOARE SINCRONE
DIAGRAMA BLONDEL
Mihalache, M.: **Asupra predeterminării caracteristicilor de funcționare în sarcină a generatoarelor sincrone anizotrope.**
E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 8, nov 1983, p. 345

În lucrare se dezvoltă o metodă combinată Potier-Blondel utilizînd diagrama curenților (t.m.m.), raportați la înfășurarea indusului, determinările făcîndu-se numai pe cale analitică. Metoda permite implementarea pe calculatorul numeric.

CZ 621.318.7

FILTRE DIGITALE BIDIMENSIONALE
ALGORITM DE CALCUL
Rusu, Ioan: **Calculul răspunsului filtrelor digitale bidimensionale recursive.**
E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 8, nov 1983, p. 348

Bazată pe transformata *z* bidimensională, lucrarea prezintă algoritmul de calcul al răspunsului filtrelor digitale bidimensionale recursive. Algoritmul este programat în FORTRAN putînd fi utilizat pentru calculul răspunsului oricărui filtru digital bidimensional recursiv stabil și cauzal.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUȚ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU ; acad. prof. dr. șt. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 628.977.1/2.001.24 : 628.93.001.24

КОЭФФИЦИЕНТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ
ВНУТРЕННЕЕ ОСВЕЩЕНИЕ
ПРЯМОЙ ПОТОК

Динкулеску, П.: **Определение коэффициента использования для оборудования внутреннего освещения.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 31,** № 8, ноябрь 1983, стр. 313

Представлен способ расчёта коэффициента отражения, эквивалентного полости потолка/фриза и коэффициента использования, для оборудования внутреннего освещения. Прямые потоки определяются в зависимости от прямого отношения к установке светильников.

УДК 621.313.333

АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
ГИБРИДНЫЙ ПРИВОД
ЛОГИКА УПРАВЛЕНИЯ

Параскивеску, П.Д., Татою, Г. В.: **Привод двухскоростного транспортного средства на трассе с предварительно установленными местами остановок.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica, 31,** № 8, ноябрь 1983, стр. 326

В работе представлена логика управления направления хода транспортного средства, торможения и остановки на заренее точно установленном месте, системы безопасности и гибридный силовой привод асинхронного двигателя с двумя скоростями.

УДК 621.3.015.1 : 621.3.017.42

ПАДЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ КОНТАКТЫ

Ионеску, Фл.: **Устройство для контроля в динамическом режиме падения напряжения на электрическом контакте.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 31,,** № 8, ноябрь 1983, стр. 329

Величина падения напряжения на электрическом контакте в закрытом положении, когда через него проходит номинальный ток, может быть взято за критерий проверки качества контакта. Если эта величина превосходит определенное заранее установленное предельное значение, можно утверждать, что данный контакт неисправен. Измерение падения напряжения на контакте, непосредственно на стенде при испытаниях на надежность т.е. в динамическом режиме, даёт возможность точно определить момент отказа контакта, обеспечив точный расчёт показателей надёжности. Созданное устройство может контролировать и сигнализировать превышение предельных значений падения напряжения на контакте в интервале 25 мВ и 850 мВ для контактов, подсоединённых к испытательной цепи при номинальном напряжении от 24 до 220 В постоянного тока. Периодичность подключения контакта — 600 подключений/час.

УДК 621.318.4 : 657.47

КАТУШКИ ПОСТОЯННОГО ТОКА
СОКРАЩЕНИЕ СЕБЕСТОИМОСТИ

Бурча, Т., Кивулеску, К.: **Оптимальная размерность катушек постоянного тока по критериям минимальной стоимости.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 31,** № 8, ноябрь 1983, стр. 335

Работа имеет в виду использование критерия минимальной стоимости в случае оптимальной размерности катушек постоянного тока.

УДК 621.313.2—8 : 621.3.012

СИНХРОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ
ДИАГРАМА БЛОНДЕЛЯ

Михалаке, М.: **Предварительное определение рабочих характеристик под нагрузкой синхронных анизотропных генераторов.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 31,** № 8, ноябрь 1983, стр. 345

В работе рассматривается комбинированный метод Потиера-Блонделя при использовании диаграммы тока по отношению к обмотке якоря. Определения проводятся только аналитическим способом. Метод даёт возможность применения ЭВМ.

УДК 621.318.7

ДВУХМЕРНЫЕ ЦИФРОВЫЕ ФИЛЬТРЫ
АЛГОРИФМ РАСЧЁТА

Русу, Иоан: **Расчёт ответа рекурсивных двухмерных цифровых фильтров.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 31,** № 8, ноябрь 1983 стр. 348

На основе двухмерной преобразованной z работа представляет алгорифм расчёта ответа рекурсивны двухмерных цифровых фильтров. Алгорифм программирован в ФОРТРАН и может быть использован для расчёта ответа любого рекурсивного двухмерного цифрового фильтра, постоянного или причинного.

INHALT

DK 628.977.1/2.001.24 : 628.93.001.24

ANWENDUNGSFAKTOR
INNER BELEUCHTUNG
DIREKTER FLUSS

Dinculescu, P.: **Bestimmung des Anwendungsfaktors für die inneren Beleuchtungsanlagen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 8, Nov 1983, S. 313

Man stellt die Berechnungsart des Reflexionfaktors des gleichwärtig des Hohlraumes Decke-Fries ist und des Anwendungsfaktors für eine innere Beleuchtungsanlage dar. Die direkten Flüsse bestimmt man ausgehend vom direkten Nerhältnis für die Referenzlagerung der Beleuchtungskörper.

DK 621.313.333

ASYNCHRONMOTOR
HYLERIDANTRIEB
STEUERUNGSLOGIK

Paraschivescu, P. D., Taloiu, G. V.: **Antrieb eines Fahrzeuges mit zwei Geschwindigkeiten auf einer Linie die vorbestimmte Speropunkt hat.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 8, Nov 1983, S. 326

Die Arbeit stellt die Steuerungslogik der Gehrichtung eines Fahrzeuges, der Bremsung und des Sperrens in einem fixen vorbestimmten Punkt, die Sicherungssysteme und den hybriden Kraftantrieb der Asynchronmotoren mit zwei Geschwindigkeiten, dar.

DK 621.3.015.1 : 621.3.017.42

SPANNUNGSABFÄLLE
ELLEKTRISCHE KONTAKTE

Ionescu, Fl. : **Gesät für kontrolle in einem dynamischen Bereich des Spannungabfalls in einem elektrischen Kontakt.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 8, Nov 1983, S. 329

Der Wert des Spannungabfalls in einem elektrischen Kontakt, der sich in Sperrstellung befindet, wenn dieser von seinem Nennstrom durchflossen wird; dieser Wert kann gleich einem Versuchskriterium des Qualitätskontaktes angesehen werden. Wenn dieser Wert einem vorbestimmten Grenzwert überschreitet, kann man sagen, dass dieser Kontakt beschädigt ist. Das Messen des Spannungabfalls im Kontakt, direkt im gebiet wo man seinem Zuwerlässigkeitsversuch zustande bringt, also im dynamischen Bereich, erleubt die genaue Feststellung des Abfallkontaktangenblicks, wobei eine genaue Berechnung der Zuverlässigkeitsindikatoren gesichert wird. Das hergestellte gerät kontrolliert und zeigt das Überschreiten einiger Spannungabfall-Grenzwerte in Kontakt zwischen 25 mV und 850 mV, für Schaltungskontakte in Versuchskreisläufe, wobei sei eine Nennspannung zwischen 24 und 220 V gleichstrom besitzen. Die Schaltungsfrequenz des Kontaktes beträgt 600 Schaltungen Stunde.

DK 621.318.4 : 657.17

GLEICHSTROMSPULEN
VERMINDESUNG DES PREISES (KOSTPREISES)

Burcea, T., Chivulescu, C. : **Optimale Dimensionierung der Gleichstromspulen nach dem Kostminimumkriterium.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 8, Nov 1983, S. 335

Die Arbeit bezieht sich auf die Anwendung des minimalem Kostkriteriums in Fall einer optimaler Dimmensionierung der Gleichstromspulen.

DK 621.313.2—8 : 3.012

SYNCHRONGENERATOREN
BLONDEL DIAGRAMM

Mihalache, M. : **Der Artikel bezieht sich auf die Vorbestimmung der Betriebscharakteristiken mit Belastung der anisotropen Synchrongeneratoren.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 8, Nov 1983, S. 345

Die Arbeit entwickelt eine Methode Potier-Blondel wobei des Stromdiagramm (t.m.m) angewendet wird, die Ströme werden der Ankerwichlung untergeordnet, die Bestimmungen erfolgen nur analytisch. Die Methode erlaubt die Implementierung auf dem nummerischen Rechner.

DK 621.318.7

ZWEIDIMENSIONELLE DIGITALFILTER
BERECHNUNGSALGORYTHMUS

Rusu, Ioan : **Antwortsberechnung der zweidimensionellen rekurrierenden Digitalfilter.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 8, Nov 1983, S. 348

Die Arbeit die sich auf die zweidimensionelle Transformierte z basiert, stellt den Berechnungsalgorythmus der zweidimensionellen, rekurrierenden Antwort der Digitalfilter dar. Der Algorythmus wird in FORTRAN programmiert, wobei man ihn für die Antwortsberechnung jedes zweidimensionellen, rekurrierenden, stabilen und kausalen Digitalfilters, verwenden kann.

CONTENTS

DC 628.977.1/2.001.24 : 628—93—001.24

UTILISATION RATIO
INDOOR LICHTING
DIRECT FLOW

Dinculescu, P. : **Method of calculating the utilization ratio for indoor lighting units.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** no. 8, nov 1983, p. 313

A calculation mettod for the equivalent reflection factor of the ceiling-frieze cavity, as well as for the utilization ratio for and indoor lighting unit, is presented. The direct flows are determined function of the direct ratio for the reference location of the lighting units.

DC 621.313.333

INDUCTION MOTOR
HYBRID DRIVE
CONTROL LOGIC

Paraschivescu, P.D., Taloiu, G. V. : **Drive systeme for a two-speed vehicle on a trip with pre-established stoppind places.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** no. 8, nov 1983, p. 326

The paper describes the control logic for the sense of direction of a vehicle as well as for the braking and stopping at a fixed pre-established place; it also describes the security systems and the power hybrid drive systeme of the two-speed induction motor.

DC 621.3.015.1 : 621.3.017.42

VOLTAGE DROPS
ELECTRIC CONTACTS

Ionescu, Fl. : **A control device for the voltage drops on an electric contact in dynamic conditions.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** no. 8, nov 1983, p. 329

The voltage drop value on a closed electric contact when passed through by its rated current, can be adopted as a criterion for checking the quality of the contact. If this value exceeds a certain pre-established limitting value, one can consider the contact to be damaged. By measuring the contact voltage drop directly on the stand where its reliability is tested, i.e. in dynamic conditions, one can accurately determine the moment the contact is damaged, and therefore the reliability indices can accurately by calculated. The developed device can control and signal any exceeding of the limiting values of the voltage drops on the contact in the range of 25 mV and 850 mV, for contacts connected to testing circuits with a rated voltage in the range 24—220 V. d.c. The contact connecting frequency is of 600 connections/hour.

DC 621.318.4 : 657.47

D. C. COILS
COST REDUCTION

Burcea, T., Chivulescu, C. : **Optimum sizing of d.c. coils according to the minimal cost criterion.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** no. 8, nov 1983, p. 335

The paper deals with the application of the minimal cost criterion to the optimum sizing of the d.c. coils.

DC 621.313.2–8 : 621.3.012

SYNCHRONOUS GENERATORS
BLONDEL DIAGRAM

Mihalache, M. : **On the pre-determinations of the load operation characteristics of anisotropic synchronous generators.**

E.E.A. — **Electrotehnica 41,** no. 8, nov 1983, p. 345

A combined Potier-Blondel method is developed, using the currents diagram (t.m.m.) related to the rotor winding, the calculations being made only analytically. The method may be implemented on a digital computer.

DC 621.318.7

TWO-DIMENSIONAL FILTERS
COMPUTATION ALGORITHM

Rusu, Ioan: **Recursive two-dimensional digital filters response calculation.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** no. 8, nov 1983, p. 346

Based on the two-dimensional z transform, the paper presents the computation algorithm for recursive two-dimensional digital filters response. The algorithm is programmed in FORTRAN, and it can be used for computing the response of any stable or causal recursive two-dimensional digital filter.

SOMMAIRE

CD 628.977.1/2.001.24 : 628.93.001.24

FACTEUR D'EMPLOI
ECLAIRAGE INTÉRIEUR
FLUX DIRECT

Dinculescu, P. : **Détermination du facteur d'emploi pour installations d'éclairage intérieur.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 8, nov 1983, p. 313

On y présente un modèle pour le calcul du facteur de réflexion équivalent à la cavité plafond-frise et pour le calcul du facteur d'utilisation d'une installation d'éclairage intérieur. Les flux directs sont déterminés en fonction du rapport direct pour l'emplacement de référence des luminaires.

CD 621.313.333

MOTEUR ASYNCHRONE
ENTRAÎNEMENT HYBRIDE
LOGIQUE DE COMMANDE

Paraschivescu, P. D., Tatoiu, G.V. : **Entraînement d'un véhicule à deux vitesses sur un tracé ayant des endroits préétablis d'arrêt.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 8, nov 1983, p. 326

L'ouvrage présente la logique de commande du sens dans lequel roule un véhicule, du freinage et de l'arrêt à un endroit fixe préétabli aussi bien que les systèmes de sécurité et l'entraînement hybride de force de moteur asynchrone à deux vitesses.

CD 621.3.015.1 : 621.3.017.42

CHUTES DE TENSION
CONTACTE ELECTRIQUES

Ionescu, Fl. : **Dispositif pour le contrôle en régime dynamique de la chute de tension sur un contact électrique.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 8, nov 1983, p. 329

La valeur de la chute de tension sur le contact électrique en position „fermé", lorsque celui-ci est traversé par un courant nominal, peut être adoptée comme critère de vérification de la qualité du contact. Si cette valeut-ci dépasse une certaine valeur-limite, préétablie, on peut affirmer que le contact en cause s'est déterioré. La mesure de la chute de tension sur le contact, directement là où l'on fait l'essaï de fiabilité, c'est-à-dire en régime dynamique, permet la détermination exacte du moment de la chute de tension sur le contact tout en assurant le calcul correct des indicateurs de fiabilité. Le dispositif mis en oeuvre peut contrôler et signaler le dépassement de certaines valeurs-limites de chutes de tension entre 25 mV et 850 Vm, pour contacts connectés dans des circuits d'essai ayant une tension nominale entre 25 et 220 V c.c. La fréquence de connexion du contact est de 600 connexions/heure.

CD 621.318.4 : 657.47

BOBINES DE COURANT CONTINUU
REDUCTION DU PRIX DE COÛT

Burcea, T., Chivulescu, C. : **Dimensionnement optimal des bobines de courant continuu selon le critére du coût minimum.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 8, nov 1983, p. 335

L'ouvrage concerne l'application du critère du coût minimum au cas du dimensionnement optimal des bobines de courant continuu.

CD 621.313.2–8 : 621.3.012

GÉNÉRATEURS SYNCHRONES
DIAGRAMME BLONDEL

Mihalache, M. : **Sur la prédétermination des caractéristiques de fonctionnement en charge des générateurs synchrones anisotropes.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 8, nov 1983, p. 345

Dans cet ouvrage on présente une méthode combinée Potier-Blondel utilisant le diagramme des courant (t.m.m.) par rapport à l'enroulement de l'induit, les déterminations étant faites par voie analytique. La méthode permet l'implémentation sur ordinateur digital.

CD 621.318.7

FILTRES DIGITAUX BIDIMENSIONNELS
ALGORITHMES DE CALCUL

Rusu, Ioan: **Calcul de la réponse des filtres digitaux bidimensionaux récursifs.**

E.E.A. — **Electrotehnica 31,** nr. 8, nov 1983, p. 348

Tout en employant la transformée bidimensionnelle z, l'ouvrage présente l'algorithme de calcul de la réponse des filtres digitaux bidimensionnels récursifs. L'olgorithme est programmé en langage FORTRAN pouvant être appliqué au calcul de la réponse de tout filtre digital bidimensionnel récursif stable et causal.

I. P. Informația c. 1645

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI DE MAŞINI-UNELTE, ELECTROTEHNICĂ ŞI ELECTRONICĂ
Electrotehnica nr. 8
CZ 628.977.1/2.001.24 : 628.93.001.24

FACTOR DE UTILIZARE
ILUMINAT INTERIOR
FLUX DIRECT

Determinarea factorului de utilizare pentru instalaţiile de iluminat interior

PAUL DINCULESCU* — BUCUREŞTI

Metoda factorului de utilizare pentru calculul instalaţiilor de iluminat interior este simplă, expeditivă şi conduce la aceleaşi rezultate ca şi celelalte metode cunoscute, întrucît se bazează pe acelaşi mod de evaluare a interreflexiilor [1].

Unele aprecieri asupra imperfecţiunii metodei şi manifestarea unor reţineri în aplicarea ei [2, 3] se datoresc fie unor informaţii insuficiente asupra bazelor sale teoretice, fie folosirii unor relaţii de calcul eronate sau necorespunzătoare, dar, mai ales, apelării la tabele cu factori de utilizare inadecvate, preluate, în multe cazuri, de la corpuri de iluminat similare.

Alcătuirea, pe baza unor calcule riguros ştiinţifice, a unor tabele cu factori de utilizare, corespunzătoare fiecărui tip de corpuri de iluminat este de natură să elimine neîncrederea în eficienţa folosirii metodei menţionate şi să ofere date realiste pentru o proiectare economică a instalaţiilor de iluminat.

În cele ce urmează, vor fi clarificate, succint, o serie de probleme teoretice care prezintă interes în fundamentarea metodei factorului de utilizare şi se va prezenta o metodologie de calcul corespunzătoare.

* Conf. dr. ing. *P. Dinculescu*, Facultatea de electrotehnică — Institutul politehnic — Bucureşti.

1. Ipoteze de calcul

a. Modelul de bază al instalaţiei de iluminat interior este o încăpere paralelipipedică delimitată de trei suprafeţe perfect difuzante (fig. 1 a) — tavanul (1), pereţii (3) şi planul util (4) — caracterizate prin ariile A_1, A_3, A_4 şi prin factori de reflexie ρ_1, ρ_3, ρ_4 determinaţi ca valori medii pe suprafeţele respective. Corpurile de iluminat sînt amplasate simetric pe tavan. Cazul corpurilor de iluminat suspendate la o distanţă h' faţă de tavan (fig. 1 b) poate fi redus la cazul precedent prin echivalarea planului în care se găsesc corpurile de iluminat cu o suprafaţă perfect difuzantă (tavanul echivalent) caracterizată prin factorul de reflexie ρ_1', determinat în funcţie de dimensiunile şi factorii de reflexie ai tavanului real (1) şi frizei (2). Se are în vedere o încăpere standard, caracterizată prin raportul laturilor planului util $\mu = b/a \approx 1{,}6$ [4].

b. Fluxurile luminoase directe (Φ_{01}, Φ_{03}, Φ_{04}), considerate uniform distribuite pe suprafeţele

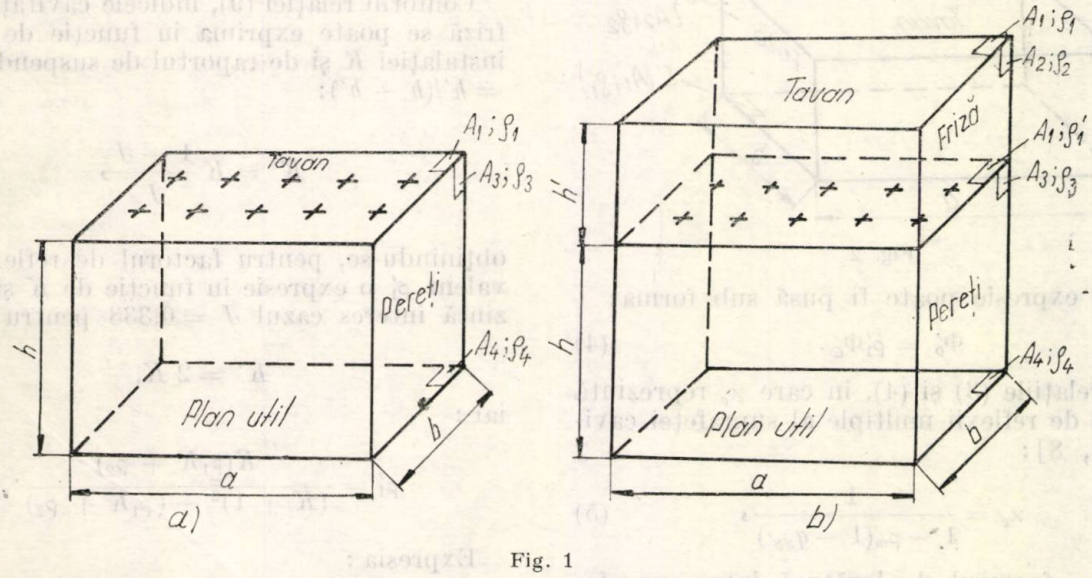


Fig. 1

încăperii, se determină pornind de la distribuţia spaţială a fluxului luminos al corpurilor de iluminat şi pentru o amplasare de referinţă a acestora [4].

c. Fluxurile luminoase finale (Φ_1, Φ_3, Φ_4), stabilizate pe suprafeţe în urma interreflexiilor, se calculează pe baza fluxurilor directe, folosind teoria transferului de flux luminos între suprafeţe, inclusiv reflexiile multiple pe suprafeţele considerate concave [5, 6]; procedeul este identic în cadrul tuturor metodelor cunoscute.

d. Mărimile fotometrice se determină în funcţie de indicele instalaţiei K, calculat cu relaţia :

$$K = \frac{ab}{h(a+b)}, \tag{1}$$

recomandată în toate materialele recente [4].

e. Tabelele cu factori de utilizare se întocmesc pentru scara normală de valori ale indicelui instalaţiei şi pentru anumite combinaţii ale valorilor factorilor de reflexie ; pentru situaţii intermediare, se recurge la interpolarea liniară.

2. Calculul factorului de reflexie echivalent al cavităţii tavan-frizã

Cavitatea tavan-frizã (fig. 2), caracterizată prin factorul de reflexie mediu :

$$\rho_m = \frac{\rho_1 A_1 + \rho_2 A_2}{A_1 + A_2}, \tag{2}$$

primeşte fluxul direct emis de corpurile de iluminat în emisfera superioară $\Phi_{01} = \Phi_\square$ şi retrimite în încăpere, prin suprafaţa S', fluxul luminos:

$$\Phi'_\rho = q_{SS'} \rho_m \varkappa_c \Phi_\square, \tag{3}$$

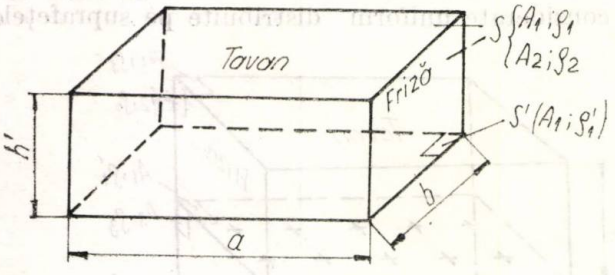


Fig. 2

a cărui expresie poate fi pusă sub forma:

$$\Phi'_\rho = \rho'_1 \Phi_\square. \tag{4}$$

Din relaţiile (3) şi (4), în care $\varkappa_c$ reprezintă factorul de reflexii multiple al suprafeţei cavităţii [7, 8]:

$$\varkappa_c = \frac{1}{1 - \rho_m(1 - q_{SS'})}, \tag{5}$$

iar $q_{SS'}$ — factorul de legătură între suprafeţele S şi S' :

$$q_{SS'} = \frac{A_{S'}}{A_S} = \frac{A_1}{A_1 + A_2}, \tag{6}$$

rezultă factorul de reflexie echivalent al cavităţii :

$$\rho'_1 = q_{SS'} \rho_m \varkappa_c = \frac{q_{SS'} \rho_m}{1 - \rho_m(1 - q_{SS'})}. \tag{7}$$

Ţinînd seama de relaţiile (2) şi (6), se obţine :

$$\rho'_1 = \frac{A_1(\rho_1 A_1 + \rho_2 A_2)}{(A_1 + A_2)^2 - (\rho_1 A_1 + \rho_2 A_2) A_2} = \frac{\frac{A_1}{A_2}\left(\rho_1 \frac{A_1}{A_2} + \rho_2\right)}{\left(1 + \frac{A_1}{A_2}\right)^2 - \left(\rho_1 \frac{A_1}{A_2} + \rho_2\right)}. \tag{8}$$

Avînd în vedere că :

$$\frac{A_1}{A_2} = \frac{ab}{2h'(a+b)} = \frac{K'}{2},$$

unde :

$$K' = \frac{ab}{h'(a+b)}, \tag{9}$$

poate fi definit drept indicele cavităţii tavan-frizã, obţinîndu-se :

$$\rho'_1 = \frac{K'(\rho_1 K' + 2\rho_2)}{(K'+2)^2 - 2(\rho_1 K' + 2\rho_2)}. \tag{10}$$

Conform relaţiei (9), indicele cavităţii tavan-frizã se poate exprima în funcţie de indicele instalaţiei K şi de raportul de suspendare $J = h'/(h + h')$:

$$K' = K \frac{1 - J}{J}, \tag{11}$$

obţinîndu-se, pentru factorul de reflexie echivalent ρ'_1 o expresie în funcţie de K şi J. Prezintă interes cazul $J = 0{,}333$ pentru care :

$$K' = 2K,$$

iar :

$$\rho'_1 = \frac{K(\rho_1 K + \rho_2)}{(K+1)^2 - (\rho_1 K + \rho_2)}. \tag{12}$$

Expresia :

$$\rho'_1 = \frac{1}{1 + \frac{A_2}{A_1}(1 - \rho_1)}, \tag{13}$$

folosită în [3] pentru cazul $\rho_2 = \rho_1$ este eronată și nu este menționată sub această formă în literatura citată. Într-adevăr, pentru $J = 0{,}333$, $K = 3$ și $\rho_2 = \rho_1 = 0{,}7$, din (13) ar rezulta $\rho_1' = 0{,}909 > \rho_1$, ceea ce este nerealist, în timp ce relația (12) dă $\rho_1' = 0{,}636$.

3. Calculul fluxurilor directe

Determinarea fluxurilor directe nu poate fi făcută calculînd iluminarea medie prin metoda punct cu punct [2], atît din cauza calculului laborios, cît și pentru faptul că formulele de calcul se referă la dimensiuni concrete ale instalației și nu pot fi exprimate numai în funcție de indicele instalației; metoda respectivă rămîne valabilă pentru iluminarea în puncte discrete sau cînd există multe obstrucții în iluminarea planului util.

Metoda propusă de Croft, redată în [3], necesită referirea la mărimi neuzuale cum ar fi cea a indicelui instalației, preluată din literatura americană, RCR (Room Cavity Ratio) = $= 5/K$.

Pentru instalațiile de iluminat uzuale, corpurile de iluminat pot fi asimilate cu surse de lumină punctiforme simetrice, caracterizate printr-o singură curbă fotometrică medie [4, 9], distribuția în spațiu a fluxului luminos fiind precizată prin indicatorii de distribuție N_1, N_2 N_3, N_4, N_5 [4, 9, 10].

Fluxul luminos pe tavan este fluxul corpurilor de iluminat în emisfera superioară $\Phi_{\square}$, iar fluxul luminos direct pe planul util se calculează simplu și rapid în funcție de fluxul corpurilor de iluminat în emisfera inferioară $\Phi_{\square}$ și de raportul direct al instalației de iluminat [4, 9, 10]:

$$R_{dr} = \frac{\Phi_{04}}{\Phi_{\square}}, \qquad (14)$$

stabilit pentru o amplasare de referință a corpurilor de iluminat.

Amplasarea de referință este o amplasare simetrică (fig. 3), constînd din n șiruri de cîte m corpuri de iluminat, avînd între ele o distanță pentru care, la o înălțime de montare h, se obține o uniformitate acceptabilă a iluminării pe planul util. Amplasarea de referință este indicată în normele engleze [11] prin raportul d/h ($T = D = d$) care depinde de clasa BZ a corpului de iluminat (de gradul de concentrare a fluxului luminos), iar în recomandările CIE [4], prin indicarea numărului de corpuri de iluminat $m \times n$ în funcție de indicele instalației K. Cele două amplasări sînt echivalente, așa cum rezultă din tabelul 1 în care distanțele relative:

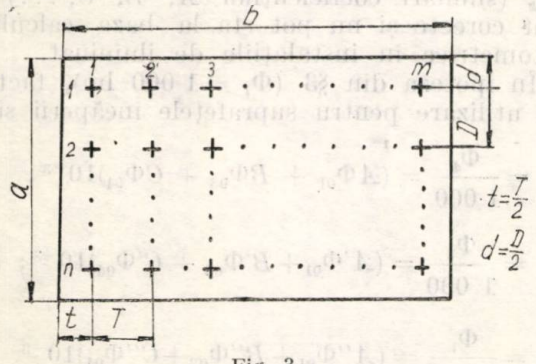


Fig. 3

$$D_* = \frac{D}{h} = \frac{a}{nh} = \frac{K}{n} \cdot \frac{\mu + 1}{\mu},$$

$$T_* = \frac{T}{h} = \frac{b}{mh} = \frac{K}{m}(\mu + 1), \qquad (15)$$

sînt calculate în funcție de K și $\mu = b/a$ [6].

Pentru calculul fluxurilor directe se folosește amplasarea de referință CIE, căreia îi corespund valori D_*, T_* mai mici, indiferent de gradul de concentrare a fluxului luminos al corpurilor.

Raportul direct R_{dr} pentru amplasarea de referință și pentru anumite valori ale indicelui instalației poate fi indicat pentru fiecare corp de iluminat ca dată de catalog sau poate fi calculat în funcție de indicatorii de distribuție N_1, N_2, N_3 și de multiplicatorii geometrici medii ai instalației de referință M_{1r}, M_{2r}, M_{3r}, M_{4r} ale căror valori sînt specificate în tabelul 1:

$$R_{dr} = M_{1r} N_1 + M_{2r} N_2 + M_{3r} N_3 + M_4. \qquad (16)$$

Se constată practic că, pentru un număr de corpuri de iluminat superior celui corespunzător amplasării de referință, valorile raportului direct se conservă cu o eroare acceptabilă, pentru amplasările simetrice; erorile sînt mai mari în cazul cînd șirurile de corpuri de iluminat extreme sînt foarte apropiate de pereți în raport cu distanța dintre șiruri și dintre corpuri (asupra acestei probleme, vom reveni).

În consecință, dacă se consideră, în plus, fluxul luminos al lămpilor din instalație egal cu 1 000 lm, fluxurile directe și finale care intervin în calculul factorului de utilizare se pot determina folosind numai fluxul luminos al unui singur corp de iluminat echipat cu lampa convențională (Φ_c), fluxurile directe fiind date de relațiile:

$$\Phi_{04} = \Phi_{c\square} R_{dr} = N_4 \Phi_c R_{dr},$$
$$\Phi_{03} = \Phi_{c\square} - \Phi_{04}, \qquad (17)$$
$$\Phi_{01} = \Phi_{c\square} = (1 - N_4)\Phi_c.$$

Tabelul 1

	K	0,5	0,8	1,0	1,25	1,5	2,0	2,5	3,0	4,0	5,0
BZ	$d_* = \frac{d}{h}$					1 ... 1,5					
CIE	$D_* = \frac{D}{h}$	0,78	1,04	0,87	1,08	0,97	1,3	1,3	1,3	1,3	1,3
	$T_* = \frac{T}{h}$	0,97	0,65	0,81	0,68	0,81	0,81	1,01	1,22	1,3	1,35
	μ				1,6						
	m	2	2	3	3	4	4	5	6	8	10
	n	1	2	2	3	3	4	4	4	5	6
	M_{1r}	0,943	0,752	0,636	0,510	0,429	0,338	0,301	0,282	0,256	0,245
	M_{2r}	−0,318	−0,033	0,120	0,238	0,274	0,263	0,190	0,118	−0,005	−0,095
	M_{3r}	0,145	0,082	0,089	0,131	0,202	0,343	0,469	0,562	0,682	0,745
	M_{4r}	−0,027	−0,016	−0,015	−0,016	−0,018	−0,014	−0,002	0,016	0,061	0,108

4. Calculul factorilor de utilizare

Fluxul luminos final Φ_i stabilizat pe o suprafață a încăperii în urma interreflexiilor este dat de relația generală:

$$\Phi_i = \left(\Phi_{oi} + \sum_{j=1}^{2} q_{ji} \rho_j \Phi_j \right) \varkappa_i, \qquad (18)$$

în care: Φ_{oi} este fluxul direct pe suprafața i;
Φ_j — fluxul final pe suprafața j;
ρ_j — factorul de reflexie al suprafeței j;
q_{ji} — factorul de legătură între suprafețele i și j;
$\varkappa_i$ — factorul de reflexii multiple pe suprafața i

$$(\varkappa_1 = \varkappa_4 = 1,\ \varkappa_3 > 1).$$

Fluxurile finale pe suprafețele încăperii rezultă ca soluții ale sistemului de ecuații de forma (18), scrise pentru cele trei suprafețe, soluții care pot fi aduse la forma [7, 8]:

$$\begin{aligned} \Phi_4 &= A\Phi_{01} + B\Phi_{03} + C\Phi_{04}, \\ \Phi_3 &= A'\Phi_{01} + B'\Phi_{03} + C'\Phi_{04}, \\ \Phi_1 &= A''\Phi_{01} + B''\Phi_{03} + C''\Phi_{04}, \end{aligned} \qquad (19)$$

în care coeficienții A, B, C, ... se exprimă, în final, în funcție de factorii de reflexie ai suprafețelor, de factorul de legătură q_{14} între tavan și planul util și de indicele instalației (conform anexei).

Utilizarea directă a relațiilor (A.1), ..., (A.5) permite un calcul direct și exact al coeficienților respectivi pentru orice valori ale mărimilor K, J și ρ, mai ales dacă se dispune de un minicalculator programabil.

Se poate apela și la tabele precalculate cu relațiile menționate, pentru anumite valori ale mărimilor K, J și ρ, urmînd ca, în cazurile concrete, să se recurgă la interpolări între valorile vecine (fiecărei mărimi corespunzîndu-i o interpolare).

Folosind aproximarea [6]:

$$q_{14} \approx \frac{1}{K} \left(\sqrt{K^2 + 1} - 1 \right), \qquad (20)$$

s-au calculat coeficienții relațiilor (19); rezultatele parțiale sînt conținute în tabelul 2 (pentru fluxul pe planul util) corespunzător rapoartelor de suspendare $J = 0$ și $J = 0{,}333$ ($\rho_2 = \rho_3$).

Valorile tabelate în [3] pentru coeficienții A_{jk} (similari coeficienților A, B, C, ...) nu sînt corecte și nu pot sta la baza calculelor fotometrice în instalațiile de iluminat.

În ipoteza din §3 ($\Phi_l = 1\,000$ lm), factorii de utilizare pentru suprafețele încăperii sînt:

$$\begin{aligned} u_4 &= \frac{\Phi_4}{1\,000} = (A\Phi_{01} + B\Phi_{03} + C\Phi_{04}) 10^{-3}; \\ u_3 &= \frac{\Phi_3}{1\,000} = (A'\Phi_{01} + B'\Phi_{03} + C'\Phi_{04}) 10^{-3}; \\ u_1 &= \frac{\Phi_1}{1\,000} = (A''\Phi_{01} + B''\Phi_{03} + C''\Phi_{04}) 10^{-3}. \end{aligned} \qquad (21)$$

Tabelul 2

RAPORT DE SUSPENDARE J=0

S \ K	0.60	0.80	1.00	1.25	1.50	2.00	2.50	3.00	4.00	5.00	10.00	20.00
						COEFICIENTUL A						
753	0.3138	0.3817	0.4369	0.4924	0.5365	0.6014	0.6466	0.6796	0.7244	0.7533	0.8161	0.8502
751	0.2995	0.3603	0.4085	0.4558	0.4925	0.5451	0.5805	0.6059	0.6395	0.6606	0.7053	0.7286
750	0.2929	0.3504	0.3957	0.4394	0.4731	0.5207	0.5523	0.5747	0.6040	0.6224	0.6604	0.6800
733	0.2537	0.3166	0.3699	0.4256	0.4713	0.5411	0.5914	0.6292	0.6819	0.7168	0.7949	0.8387
731	0.2466	0.3048	0.3531	0.4022	0.4416	0.4998	0.5404	0.5700	0.6102	0.6360	0.6916	0.7214
730	0.2432	0.2993	0.3453	0.3915	0.4281	0.4815	0.5180	0.5444	0.5797	0.6020	0.6494	0.6743
713	0.2129	0.2704	0.3208	0.3747	0.4202	0.4918	0.5450	0.5858	0.6441	0.6836	0.7748	0.8276
711	0.2096	0.2642	0.3110	0.3599	0.4002	0.4615	0.5055	0.5382	0.5834	0.6130	0.6784	0.7144
710	0.2079	0.2612	0.3063	0.3530	0.3909	0.4478	0.4878	0.5172	0.5572	0.5829	0.6387	0.6687
553	0.2166	0.2620	0.2988	0.3354	0.3644	0.4068	0.4361	0.4574	0.4862	0.5047	0.5445	0.5658
551	0.2083	0.2500	0.2833	0.3160	0.3415	0.3783	0.4033	0.4212	0.4450	0.4601	0.4921	0.5089
550	0.2044	0.2444	0.2761	0.3071	0.3311	0.3655	0.3886	0.4051	0.4269	0.4407	0.4695	0.4846
533	0.1778	0.2208	0.2571	0.2945	0.3250	0.3711	0.4039	0.4282	0.4619	0.4839	0.5326	0.5595
531	0.1737	0.2143	0.2480	0.2822	0.3096	0.3502	0.3784	0.3991	0.4270	0.4450	0.4838	0.5046
530	0.1717	0.2112	0.2437	0.2764	0.3024	0.3406	0.3669	0.3859	0.4115	0.4278	0.4625	0.4809
513	0.1508	0.1908	0.2256	0.2625	0.2933	0.3411	0.3760	0.4026	0.4399	0.4649	0.5213	0.5534
511	0.1489	0.1875	0.2205	0.2549	0.2831	0.3259	0.3565	0.3792	0.4105	0.4309	0.4757	0.5003
510	0.1480	0.1859	0.2180	0.2512	0.2783	0.3189	0.3475	0.3685	0.3972	0.4157	0.4558	0.4774
353	0.1257	0.1513	0.1719	0.1924	0.2084	0.2318	0.2479	0.2595	0.2751	0.2851	0.3064	0.3178
351	0.1217	0.1459	0.1652	0.1842	0.1991	0.2207	0.2355	0.2461	0.2603	0.2693	0.2886	0.2987
350	0.1198	0.1433	0.1620	0.1804	0.1948	0.2156	0.2297	0.2399	0.2535	0.2621	0.2804	0.2900
333	0.1047	0.1295	0.1502	0.1714	0.1885	0.2141	0.2321	0.2454	0.2635	0.2753	0.3010	0.3149
331	0.1028	0.1266	0.1463	0.1663	0.1824	0.2061	0.2227	0.2348	0.2512	0.2617	0.2844	0.2966
330	0.1018	0.1252	0.1444	0.1639	0.1795	0.2024	0.2183	0.2298	0.2454	0.2554	0.2768	0.2882
313	0.0897	0.1131	0.1333	0.1545	0.1720	0.1988	0.2182	0.2327	0.2528	0.2661	0.2957	0.3121
311	0.0889	0.1118	0.1313	0.1516	0.1682	0.1934	0.2112	0.2245	0.2426	0.2545	0.2803	0.2944
310	0.0885	0.1111	0.1303	0.1502	0.1664	0.1907	0.2079	0.2206	0.2378	0.2490	0.2732	0.2863
111	0.0295	0.0370	0.0434	0.0501	0.0555	0.0637	0.0695	0.0738	0.0797	0.0835	0.0918	0.0963
						COEFICIENTUL B						
753	0.2096	0.2514	0.2847	0.3174	0.3431	0.3804	0.4059	0.4244	0.4494	0.4654	0.4999	0.5184
751	0.2000	0.2373	0.2662	0.2939	0.3150	0.3447	0.3644	0.3784	0.3967	0.4081	0.4320	0.4443
750	0.1956	0.2308	0.2578	0.2833	0.3026	0.3293	0.3467	0.3589	0.3747	0.3845	0.4045	0.4147
733	0.1017	0.1251	0.1446	0.1646	0.1808	0.2053	0.2228	0.2358	0.2538	0.2657	0.2921	0.3069
731	0.0988	0.1205	0.1380	0.1556	0.1695	0.1897	0.2035	0.2136	0.2271	0.2357	0.2541	0.2640
730	0.0974	0.1183	0.1350	0.1514	0.1643	0.1827	0.1951	0.2040	0.2157	0.2231	0.2386	0.2467
713	0.0284	0.0356	0.0418	0.0488	0.0538	0.0622	0.0684	0.0732	0.0799	0.0845	0.0949	0.1009
711	0.0280	0.0348	0.0405	0.0464	0.0512	0.0584	0.0635	0.0672	0.0724	0.0757	0.0831	0.0871
710	0.0278	0.0344	0.0399	0.0455	0.0500	0.0566	0.0612	0.0646	0.0691	0.0720	0.0782	0.0816
553	0.1931	0.2280	0.2550	0.2810	0.3009	0.3291	0.3481	0.3616	0.3796	0.3910	0.4151	0.4279
551	0.1857	0.2176	0.2418	0.2647	0.2820	0.3061	0.3219	0.3330	0.3475	0.3565	0.3752	0.3849
550	0.1822	0.2127	0.2357	0.2573	0.2734	0.2957	0.3102	0.3203	0.3333	0.3414	0.3580	0.3664
533	0.0951	0.1153	0.1317	0.1480	0.1610	0.1801	0.1934	0.2031	0.2164	0.2250	0.2437	0.2539
531	0.0929	0.1119	0.1270	0.1418	0.1534	0.1700	0.1812	0.1893	0.2001	0.2069	0.2213	0.2289
530	0.0918	0.1103	0.1248	0.1389	0.1498	0.1653	0.1757	0.1831	0.1928	0.1989	0.2116	0.2182

(tabelul 2 continuare)

513	0.0269	0.0332	0.0385	0.0440	0.0484	0.0552	0.0600	0.0636	0.0687	0.0720	0.0795	0.0837
511	0.0266	0.0326	0.0376	0.0427	0.0467	0.0527	0.0569	0.0600	0.0641	0.0668	0.0725	0.0757
510	0.0264	0.0324	0.0372	0.0421	0.0460	0.0516	0.0555	0.0583	0.0620	0.0644	0.0695	0.0722
353	0.1777	0.2064	0.2278	0.2477	0.2626	0.2831	0.2964	0.3057	0.3178	0.3253	0.3409	0.3489
351	0.1721	0.1989	0.2188	0.2373	0.2509	0.2695	0.2816	0.2899	0.3007	0.3074	0.3210	0.3280
350	0.1694	0.1954	0.2146	0.2323	0.2454	0.2632	0.2747	0.2826	0.2928	0.2991	0.3119	0.3184
333	0.0888	0.1059	0.1194	0.1324	0.1425	0.1568	0.1665	0.1734	0.1826	0.1885	0.2009	0.2075
331	0.0872	0.1036	0.1163	0.1285	0.1379	0.1510	0.1598	0.1659	0.1741	0.1792	0.1898	0.1954
330	0.0864	0.1024	0.1148	0.1267	0.1357	0.1483	0.1566	0.1624	0.1701	0.1749	0.1847	0.1898
313	0.0254	0.0309	0.0353	0.0398	0.0433	0.0486	0.0522	0.0548	0.0584	0.0607	0.0658	0.0685
311	0.0251	0.0305	0.0348	0.0391	0.0424	0.0472	0.0505	0.0529	0.0561	0.0581	0.0624	0.0646
310	0.0250	0.0303	0.0345	0.0387	0.0419	0.0466	0.0497	0.0520	0.0549	0.0568	0.0608	0.0629
111	0.0237	0.0284	0.0320	0.0355	0.0381	0.0418	0.0443	0.0460	0.0483	0.0497	0.0525	0.0540

COEFICIENTUL C

753	1.0715	1.0891	1.1043	1.1205	1.1340	1.1551	1.1707	1.1825	1.1992	1.2104	1.2358	1.2502
751	1.0228	1.0280	1.0325	1.0372	1.0410	1.0469	1.0511	1.0542	1.0586	1.0615	1.0679	1.0715
750	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
733	1.0431	1.0577	1.0714	1.0870	1.1009	1.1239	1.1417	1.1558	1.1764	1.1906	1.2241	1.2438
731	1.0140	1.0185	1.0227	1.0274	1.0315	1.0381	1.0432	1.0470	1.0526	1.0564	1.0650	1.0699
730	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
713	1.0239	1.0354	1.0472	1.0616	1.0750	1.0983	1.1173	1.1328	1.1561	1.1727	1.2131	1.2376
711	1.0078	1.0115	1.0153	1.0197	1.0238	1.0308	1.0363	1.0407	1.0471	1.0516	1.0622	1.0684
710	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
553	1.0599	1.0720	1.0819	1.0921	1.1005	1.1131	1.1223	1.1292	1.1389	1.1453	1.1597	1.1677
551	1.0192	1.0229	1.0259	1.0289	1.0314	1.0351	1.0377	1.0397	1.0424	1.0441	1.0481	1.0503
550	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
533	1.0354	1.0457	1.0551	1.0655	1.0746	1.0894	1.1008	1.1096	1.1224	1.1312	1.1516	1.1634
531	1.0115	1.0148	1.0177	1.0209	1.0237	1.0281	1.0315	1.0341	1.0377	1.0402	1.0459	1.0491
530	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
513	1.0184	1.0265	1.0348	1.0447	1.0538	1.0696	1.0822	1.0924	1.1076	1.1182	1.1438	1.1591
511	1.0060	1.0087	1.0113	1.0145	1.0173	1.0222	1.0260	1.0290	1.0335	1.0365	1.0437	1.0480
510	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
353	1.0490	1.0561	1.0614	1.0663	1.0701	1.0754	1.0791	1.0817	1.0853	1.0877	1.0929	1.0958
351	1.0158	1.0180	1.0197	1.0212	1.0223	1.0239	1.0250	1.0258	1.0269	1.0276	1.0292	1.0300
350	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
333	1.0280	1.0343	1.0396	1.0453	1.0501	1.0577	1.0633	1.0676	1.0737	1.0779	1.0874	1.0929
331	1.0091	1.0112	1.0129	1.0147	1.0162	1.0185	1.0202	1.0216	1.0234	1.0247	1.0275	1.0292
330	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
313	1.0130	1.0179	1.0228	1.0285	1.0337	1.0424	1.0494	1.0549	1.0631	1.0687	1.0821	1.0901
311	1.0043	1.0059	1.0075	1.0093	1.0110	1.0138	1.0159	1.0177	1.0202	1.0219	1.0260	1.0283
310	1.0000	1 0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
111	1.0025	1 0031	1.0037	1.0043	1.0047	1.0055	1.0061	1.0066	1.0073	1.0077	1.0088	1.0094

(tabelul 2 continuare)

RAPORT DE SUSPENDARE J=0.33

ρ \ K	0.60	0.80	1.00	1.25	1.50	2.00	2.50	3.00	4.00	5.00	10.00	20.00
	COEFICIENTUL A											
7553	0.1419	0.1995	0.2522	0.3102	0.3601	0.4396	0.4993	0.5454	0.6115	0.6563	0.7599	0.8198
7551	0.1372	0.1915	0.2403	0.2931	0.3376	0.4070	0.4576	0.4958	0.5490	0.5843	0.6627	0.7062
7550	0.1350	0.1877	0.2348	0.2853	0.3274	0.3924	0.4392	0.4742	0.5224	0.5538	0.6228	0.6604
7333	0.0814	0.1246	0.1676	0.2184	0.2646	0.3433	0.4061	0.4566	0.5322	0.5856	0.7154	0.7947
7331	0.0801	0.1219	0.1630	0.2109	0.2538	0.3251	0.3804	0.4238	0.4868	0.5300	0.6305	0.6886
7330	0.0794	0.1205	0.1608	0.2074	0.2488	0.3167	0.3687	0.4091	0.4670	0.5060	0.5951	0.6455
7113	0.0454	0.0767	0.1107	0.1535	0.1948	0.2689	0.3313	0.3835	0.4643	0.5235	0.6740	0.7706
7111	0.0452	0.0760	0.1092	0.1507	0.1900	0.2593	0.3160	0.3622	0.4317	0.4809	0.5999	0.6715
7110	0.0450	0.0757	0.1085	0.1493	0.1877	0.2547	0.3088	0.3524	0.4171	0.4621	0.5686	0.6309
5553	0.1138	0.1554	0.1923	0.2319	0.2652	0.3171	0.3552	0.3842	0.4251	0.4524	0.5145	0.5497
5551	0.1103	0.1498	0.1844	0.2211	0.2516	0.2984	0.3322	0.3576	0.3928	0.4159	0.4674	0.4958
5550	0.1086	0.1471	0.1807	0.2160	0.2453	0.2899	0.3218	0.3456	0.3784	0.3998	0.4469	0.4727
5333	0.0634	0.0943	0.1243	0.1591	0.1904	0.2427	0.2839	0.3168	0.3655	0.3996	0.4817	0.5314
5331	0.0624	0.0925	0.1214	0.1547	0.1842	0.2329	0.2705	0.3000	0.3429	0.3724	0.4413	0.4816
5330	0.0619	0.0916	0.1200	0.1525	0.1812	0.2282	0.2642	0.2922	0.3326	0.3601	0.4235	0.4600
5113	0.0329	0.0545	0.0777	0.1067	0.1344	0.1840	0.2256	0.2601	0.3136	0.3525	0.4510	0.5137
5111	0.0328	0.0541	0.0769	0.1052	0.1320	0.1793	0.2182	0.2500	0.2982	0.3325	0.4164	0.4676
5110	0.0327	0.0539	0.0765	0.1045	0.1308	0.1770	0.2146	0.2452	0.2910	0.3233	0.4010	0.4475
3553	0.0897	0.1181	0.1418	0.1660	0.1854	0.2140	0.2338	0.2480	0.2670	0.2790	0.3041	0.3169
3551	0.0871	0.1142	0.1367	0.1595	0.1777	0.2043	0.2225	0.2356	0.2530	0.2639	0.2864	0.2979
3550	0.0859	0.1123	0.1342	0.1564	0.1740	0.1997	0.2173	0.2299	0.2465	0.2569	0.2784	0.2893
3333	0.0476	0.0680	0.0869	0.1081	0.1265	0.1562	0.1788	0.1964	0.2218	0.2392	0.2797	0.3033
3331	0.0469	0.0668	0.0852	0.1056	0.1233	0.1516	0.1729	0.1893	0.2128	0.2287	0.2653	0.2862
3330	0.0466	0.0662	0.0843	0.1044	0.1217	0.1494	0.1701	0.1860	0.2086	0.2238	0.2586	0.2784
3113	0.0218	0.0349	0.0487	0.0656	0.0816	0.1098	0.1331	0.1523	0.1818	0.2032	0.2565	0.2901
3111	0.0217	0.0347	0.0483	0.0649	0.0806	0.1079	0.1303	0.1487	0.1764	0.1962	0.2449	0.2748
3110	0.0217	0.0346	0.0481	0.0646	0.0801	0.1070	0.1290	0.1469	0.1738	0.1929	0.2394	0.2677
1111	0.0118	0.0174	0.0228	0.0291	0.0347	0.0439	0.0511	0.0567	0.0650	0.0707	0.0842	0.0921
	COEFICIENTUL B											
7553	0.1804	0.2158	0.2450	0.2751	0.2998	0.3378	0.3655	0.3865	0.4163	0.4364	0.4823	0.5088
7551	0.1745	0.2071	0.2335	0.2600	0.2811	0.3127	0.3349	0.3513	0.3738	0.3884	0.4206	0.4383
7550	0.1717	0.2030	0.2281	0.2530	0.2727	0.3015	0.3215	0.3360	0.3556	0.3682	0.3953	0.4098
7333	0.0868	0.1054	0.1214	0.1384	0.1528	0.1760	0.1937	0.2077	0.2283	0.2427	0.2774	0.2985
7331	0.0853	0.1031	0.1181	0.1336	0.1466	0.1667	0.1815	0.1928	0.2089	0.2197	0.2445	0.2587
7330	0.0846	0.1020	0.1165	0.1314	0.1436	0.1624	0.1759	0.1861	0.2004	0.2098	0.2308	0.2425
7113	0.0242	0.0298	0.0345	0.0398	0.0443	0.0518	0.0578	0.0627	0.0700	0.0754	0.0888	0.0974
7111	0.0241	0.0295	0.0341	0.0390	0.0432	0.0500	0.0551	0.0592	0.0651	0.0692	0.0790	0.0848
7110	0.0240	0.0293	0.0339	0.0387	0.0427	0.0491	0.0539	0.0576	0.0629	0.0665	0.0749	0.0797
5553	0.1757	0.2072	0.2322	0.2569	0.2765	0.3055	0.3259	0.3409	0.3617	0.3754	0.4058	0.4228
5551	0.1703	0.1996	0.2226	0.2449	0.2623	0.2875	0.3048	0.3173	0.3342	0.3451	0.3686	0.3813
5550	0.1677	0.1961	0.2181	0.2394	0.2558	0.2793	0.2952	0.3067	0.3220	0.3317	0.3525	0.3635
5333	0.0852	0.1023	0.1164	0.1309	0.1427	0.1611	0.1746	0.1850	0.2000	0.2102	0.2343	0.2485
5331	0.0839	0.1003	0.1137	0.1272	0.1381	0.1545	0.1663	0.1752	0.1876	0.1959	0.2146	0.2252
5330	0.0832	0.0994	0.1124	0.1254	0.1359	0.1515	0.1625	0.1707	0.1820	0.1894	0.2060	0.2151
5113	0.0239	0.0291	0.0334	0.0379	0.0418	0.0479	0.0525	0.0562	0.0618	0.0656	0.0752	0.0812

(tabelul 2 continuare)

5111	0.0238	0.0289	0.0331	0.0374	0.0410	0.0466	0.0508	0.0541	0.0587	0.0619	0.0695	0.0739
5110	0.0237	0.0288	0.0329	0.0372	0.0407	0.0460	0.0500	0.0530	0.0573	0.0602	0.0669	0.0707
3553	0.1716	0.1999	0.2213	0.2416	0.2570	0.2784	0.2925	0.3024	0.3154	0.3235	0.3402	0.3486
3551	0.1666	0.1933	0.2133	0.2321	0.2462	0.2657	0.2784	0.2873	0.2988	0.3059	0.3204	0.3278
3550	0.1643	0.1901	0.2095	0.2276	0.2411	0.2598	0.2719	0.2803	0.2912	0.2979	0.3114	0.3182
3333	0.0839	0.0996	0.1121	0.1244	0.1341	0.1483	0.1582	0.1655	0.1755	0.1822	0.1969	0.2053
3331	0.0826	0.0979	0.1099	0.1216	0.1307	0.1439	0.1529	0.1595	0.1684	0.1742	0.1868	0.1937
3330	0.0820	0.0971	0.1088	0.1202	0.1290	0.1417	0.1504	0.1567	0.1651	0.1705	0.1821	0.1884
3113	0.0237	0.0285	0.0324	0.0364	0.0396	0.0444	0.0479	0.0506	0.0545	0.0572	0.0634	0.0671
3111	0.0235	0.0283	0.0321	0.0360	0.0391	0.0437	0.0470	0.0494	0.0529	0.0552	0.0605	0.0636
3110	0.0235	0.0282	0.0320	0.0358	0.0388	0.0433	0.0465	0.0488	0.0521	0.0543	0.0592	0.0620
1111	0.0233	0.0278	0.0313	0.0347	0.0373	0.0410	0.0435	0.0452	0.0475	0.0490	0.0521	0.0538

COEFICIENTUL C

7553	1.0509	1.0630	1.0744	1.0876	1.0996	1.1202	1.1368	1.1503	1.1706	1.1850	1.2201	1.2414
7551	1.0164	1.0202	1.0236	1.0276	1.0311	1.0371	1.0418	1.0455	1.0511	1.0549	1.0640	1.0693
7550	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
7333	1.0256	1.0336	1.0422	1.0530	1.0638	1.0838	1.1012	1.1161	1.1397	1.1571	1.2021	1.2312
7331	1.0084	1.0110	1.0137	1.0171	1.0204	1.0265	1.0316	1.0359	1.0426	1.0474	1.0594	1.0668
7330	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
7113	1.0090	1.0139	1.0198	1.0283	1.0374	1.0558	1.0729	1.0882	1.1134	1.1328	1.1855	1.2213
7111	1.0030	1.0046	1.0065	1.0093	1.0122	1.0179	1.0232	1.0278	1.0351	1.0407	1.0550	1.0643
7110	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
5553	1.0476	1.0567	1.0647	1.0735	1.0811	1.0938	1.1037	1.1116	1.1234	1.1316	1.1512	1.1631
5551	1.0154	1.0182	1.0207	1.0233	1.0257	1.0294	1.0323	1.0346	1.0380	1.0403	1.0458	1.0490
5550	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
5333	1.0238	1.0299	1.0359	1.0433	1.0505	1.0635	1.0746	1.0840	1.0988	1.1096	1.1375	1.1553
5331	1.0078	1.0098	1.0117	1.0140	1.0163	1.0203	1.0237	1.0265	1.0309	1.0341	1.0420	1.0469
5330	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
5113	1.0079	1.0114	1.0155	1.0213	1.0274	1.0396	1.0509	1.0610	1.0775	1.0902	1.1246	1.1478
5111	1.0026	1.0038	1.0051	1.0070	1.0090	1.0129	1.0164	1.0195	1.0246	1.0284	1.0383	1.0448
5110	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
3553	1.0447	1.0514	1.0565	1.0616	1.0656	1.0716	1.0758	1.0790	1.0833	1.0861	1.0922	1.0955
3551	1.0145	1.0166	1.0182	1.0197	1.0210	1.0228	1.0241	1.0250	1.0263	1.0271	1.0290	1.0299
3550	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
3333	1.0221	1.0266	1.0305	1.0350	1.0390	1.0460	1.0517	1.0563	1.0635	1.0687	1.0815	1.0896
3331	1.0073	1.0087	1.0100	1.0114	1.0127	1.0149	1.0166	1.0181	1.0203	1.0219	1.0258	1.0282
3330	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
3113	1.0069	1.0092	1.0117	1.0151	1.0186	1.0254	1.0317	1.0372	1.0462	1.0531	1.0715	1.0838
3111	1.0023	1.0031	1.0039	1.0050	1.0061	1.0083	1.0103	1.0121	1.0149	1.0171	1.0227	1.0264
3110	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
1111	1.0020	1.0024	1.0028	1.0032	1.0036	1.0043	1.0049	1.0054	1.0061	1.0067	1.0081	1.0090

Calculînd fluxurile directe cu relaţiile (17) şi folosind relaţiile (A.1) ... (A.5) şi (21), pentru diverse combinaţii ale factorilor de reflexie ai suprafeţelor, se obţin tabele cu factori de utilizare $u_i = f(K)$ corespunzători corpului de iluminat considerat. Tabelul 3 oferă un exemplu al modului în care ar trebui să se prezinte o foaie de catalog pentru un corp de iluminat, conţinînd curbele fotometrice caracteristice (în plan longitudinal I_L şi în plan transversal I_T), curba zonală (FZ) şi indicatorii de distribuţie a fluxului luminos, precum şi valorile factorilor de utilizare pentru cele trei suprafeţe şi o mare diversitate de combinaţii ale valorilor factorilor de reflexie (inclusiv pentru încăperi cu proprietăţi reflectante reduse sau nule ale suprafeţelor, cînd iluminările sînt produse numai de fluxurile directe), alături de valorile raportului direct de referinţă (RD).

5. Deficienţe frecvente în determinarea factorului de utilizare

Asemenea deficienţe care constituie surse de erori în calculul fotometric al instalaţiilor de iluminat şi, implicit, în aprecierea metodei factorului de utilizare, sînt următoarele:

a. La alcătuirea tabelelor cu factori de utilizare:

— nu se porneşte de la caracteristicile fotometrice (în primul rînd, curbele fotometrice) concrete ale corpului de iluminat, acesta asimilîndu-se cu alte corpuri de iluminat de la care sînt preluate apoi tabelele respective;

— curbele fotometrice nu sînt rezultatul unor încercări statistice impuse de diferenţa inerentă între caracteristicile individuale ale corpurilor de iluminat;

— fluxurile directe nu sînt evaluate corect;

— nu se rezolvă corect problema interreflexiilor (uneori, problema interreflexiilor este considerată ca fiind separată de metoda factorului de utilizare);

— în multe situaţii, nu se prezintă date corespunzătoare unui factor de reflexie al planului util diferit de zero sau unor factori de reflexie foarte mici ai suprafeţelor;

— nu se precizează raportul de suspendare.

b. La folosirea tabelelor cu factori de utilizare:

— nu se acordă atenţie concordanţei dintre tabele şi formula de calcul al indicelui instalaţiei (la aceleaşi dimensiuni geometrice a, b, h corespund indici ai instalaţiei diferiţi, în funcţie de relaţia aplicată, pentru care factorii de utilizare trebuie extraşi numai din tabelul corespunzător);

— în unele tabele [13], factorii de utilizare sînt deja împărţiţi cu factorul de depreciere ($\Delta > 1$), fapt de care trebuie ţinut seama în calculele ulterioare;

— nu se efectuează interpolări corespunzătoare factorului de reflexie echivalent al cavităţii tavan-frizã (în tabele, valoarea lui ρ_1 corespunde, în general, factorului de reflexie echivalent şi numai la $J = 0$ reprezintă factorul de reflexie al tavanului real) sau altor mărimi (ρ, K) ale căror valori diferă de cele tabelate;

— nu se ţine seama că, deseori, factorul de utilizare este definit ca factor de utilizare redus (raportul dintre iluminarea pe suprafaţa respectivă şi densitatea de flux instalat, calculată pe planul util), în care caz factorul de utilizare pentru pereţi diferă de cel definit uzual ca raport între fluxul stabilizat pe suprafaţă şi fluxul lămpilor din instalaţie.

6. Exemple de calcul

Se consideră instalaţia de iluminat caracterizată prin $a = 6$ m, $b = 8$ m, $h = 2$ m, $h' = 0{,}5$ m, $\rho_2 = \rho_3 = 0{,}5$, $\rho_1 = 0{,}7$, $\rho_4 = 0{,}3$, pentru care s-au prezentat calculele în [3], realizată cu corpuri de iluminat semidirect FIAG-01-240 [12] şi se calculează factorul de utilizare corespunzător planului util.

Se determină, iniţial, indicele instalaţiei:

$$K = \frac{ab}{h(a+b)} = \frac{6 \cdot 8}{2 \cdot (6+8)} = 1{,}714,$$

raportul de suspendare:

$$J = \frac{h'}{h + h'} = \frac{0{,}5}{2 + 0{,}5} = 0{,}2$$

şi indicele cavităţii tavan-frizã:

$$K' = \frac{ab}{h'(a+b)} = \frac{6 \cdot 8}{0{,}5(6+8)} = 6{,}857.$$

Factorul de reflexie al tavanului echivalent este:

$$\rho_1' = \frac{K'(\rho_1 K' + 2\rho_2)}{(K'+2)^2 - 2(\rho_1 K' + 2\rho_2)} =$$

$$= \frac{6{,}857(0{,}7 \cdot 6{,}857 + 2 \cdot 0{,}5)}{(6{,}857+2)^2 - 2(0{,}7 \cdot 6{,}857 + 2 \cdot 0{,}5)} = 0{,}595.$$

a. Aplicînd direct relaţiile (A.1), (A.4), (A.5) şi (21), rezultă: $A = 0{,}4690$, $B = 0{,}3359$, $C = 1{,}1237$.

Dacă se foloseşte tabelul 2, sînt necesare interpolări, deoarece valorile mărimilor K, J şi ρ diferă de valorile de intrare în tabel. Sînt posibile două căi:

— Se consideră $J = 0$ şi se interpolează pentru $\rho_1 = 0{,}595$ între $\rho_1 = 0{,}7$ şi $\rho_1 = 0{,}5$, odată la $K = 1{,}5$ şi odată la $K = 2$, apoi valorile obţinute se interpolează pentru $K = 1{,}714$ între

Tabelul 3

Corp de iluminat FIA—03—340

TETA :	0	5	15	25	35	45	55	65	75	85	95	105	115	125	135	145	155	165	175	grade
IT :	125	125	120	112	100	86	58	28	15	8	8	10	20	45	65	60	68	74	75	cd/1000 lm
IL :	125	128	133	129	115	100	92	92	90	87	86	85	75	60	63	68	78	78	77	cd/1000 lm
FZ :		12	47	103	171	243	310	370	425	477	528	579	626	673	718	759	792	814	821	lm

COD FLUX : $N_1 = 38$ $N_2 = 65$ $N_3 = 84$ $N_4 = 58$ $N_5 = 82$

Amplasare de referinţe CIE raport de supendare $J = 0$

k \ ρ	7*	7	7	7	7	7	7	7	7	5	5	5	5	5	5	5	5	5	3	3	3	3	3	3	3	3	3	1	0	RD
	5	5	5	3	3	3	1	1	1	5	5	5	3	3	3	1	1	1	5	5	5	3	3	3	1	1	1	1	0	
	3	1	0	3	1	0	3	1	0	3	1	0	3	1	0	3	1	0	3	1	0	3	1	0	3	1	0	1	0	
Factorii de utilizare pentru planul de lucru (%)																														
0,6	32	30	30	25	25	24	21	21	21	28	27	26	22	22	22	19	19	19	24	23	23	20	19	19	17	16	16	16	12	25
...																														
20	87	74	69	85	73	69	84	72	68	73	66	62	72	65	62	71	64	61	61	57	56	60	57	55	59	56	54	56	44	92
Factorii de utilizare pentru pereţi (%)																														
0,6	93	85	81	75	70	67	63	59	58	82	75	72	67	62	60	57	54	52	71	65	63	59	55	53	51	48	47	48	36	
...																														
20	8	6	6	8	6	6	8	6	6	7	6	5	7	6	5	7	6	5	6	5	5	6	5	5	6	5	5	5	5	
Factorii de utilizare pentru tavan (%)																														
0,6	48	45	44	42	40	39	38	37	36	46	44	43	41	40	39	38	37	36	44	43	42	40	39	38	37	37	36	36	35	
...																														
20	61	43	36	60	43	36	59	42	35	57	42	36	56	42	36	55	41	35	54	41	36	53	41	36	52	40	35	40	35	

Amplasare de referinţă CIE raport de suspendare $J = 0{,}33$

k \ ρ	7**	7	7	7	7	7	7	7	7	5	5	5	5	5	5	5	5	5	3	3	3	3	3	3	3	3	3	1	RD
	5	5	5	3	3	3	1	1	1	5	5	5	3	3	3	1	1	1	5	5	5	3	3	3	1	1	1	1	0	
	5	5	5	3	3	3	1	1	1	5	5	5	3	3	3	1	1	1	5	5	5	3	3	3	1	1	1	1	0	
	3	1	0	3	1	0	3	1	0	3	1	0	3	1	0	3	1	0	3	1	0	3	1	0	3	1	0	1	0	
Factorii de utilizare pentru planul de lucru (%)																														
0,6	24	24	23	19	18	18	15	15	15	23	23	22	18	18	18	15	14	14	22	22	21	17	17	17	14	14	14	14	12	25
...																														
20	85	73	69	83	72	68	81	71	66	72	65	62	70	64	61	69	63	60	61	57	56	60	56	55	58	55	54	48	44	92

*) $\rho_1 = 0{,}7$; $\rho_2 = 0{,}5$; $\rho_4 = 0{,}3$

**) $\rho_1 = 0{,}7$; $\rho_2 = 0{,}5$; $\rho_3 = 0{,}5$; $\rho_4 = 0{,}3$

Tabelul 4

J	0							
K	1,5			1,714	2,0			
ρ_1	0,7	0,595	0,5	0,595	0,7	0,595	0,5	
A	0,5365		0,3644		0,6014		0,4068	
		0,4461				0,4992		
				0,4688				
B	0,3431		0,3009		0,3804		0,3291	
		0,3209				0,3535		
				0,3349				
C	1,1340		1,1005		1,1551		1,1131	
		1,1164				1,1331		
				1,1235				

Tabelul 5

ρ_1	0,7							
K	1,5			1,714	2,0			
J	0	0,2	0,333	0,2	0	0,2	0,333	
A	0,5365		0,3601		0,6014		0,4396	
		0,4307				0,5043		
				0,4622				
B	0,3431		0,2998		0,3804		0,3378	
		0,3171				0,3548		
				0,3345				
C	1,1340		1,0996		1,1551		1,1202	
		1,1134				1,1342		
				1,1223				

$K = 1{,}5$ și $K = 2$, obținîndu-se rezultatele din tabelul 4;

— Se consideră $\rho_1 = 0{,}7$ și se interpolează pentru $J = 0{,}2$ între $J = 0$ și $J = 0{,}333$, la $K = 1{,}5$ și la $K = 2$, apoi se interpolează pentru $K = 1{,}714$ între $K = 1{,}5$ și $K = 2$, rezultatele fiind concentrate în tabelul 5.

În ambele cazuri, se obțin valori practic identice (la a doua zecimală) cu cele calculate direct.

Determinînd curba zonală și indicatorii de distribuție a fluxului luminos [9], pornind de la curba fotometrică medie a corpului de iluminat [12], rezultă : $\Phi_c = 563$ lm, $\Phi_{c\square} = 353$ lm, $\Phi_{c\cap} = 210$ lm, $N_1 = 0{,}546$, $N_2 = 0{,}805$, $N_3 = 0{,}92$, $N_4 = 0{,}627$, $N_5 = 0{,}563$.

Raportul direct de referință se obține din (16), folosind multiplicatorii geometrici medii din tabelul 1. Pentru $K = 1{,}5$, rezultă :

$$R_{dr} = 0{,}429 \cdot 0{,}546 + 0{,}274 \cdot 0{,}805 + 0{,}202 \cdot 0{,}92 - 0{,}018 = 0{,}623$$

iar pentru:

$$K = 2$$

$$R_{dr} = 0{,}338 \cdot 0{,}546 + 0{,}263 \cdot 0{,}805 + 0{,}343 \cdot 0{,}92 - 0{,}014 = 0{,}698.$$

Interpolînd pentru $K = 1{,}714$, se obține $R_{dr} = 0{,}655$.

Conform (17), fluxurile directe vor fi :

$$\Phi_{04} = \Phi_{c\square} \cdot R_{dr} = 353 \cdot 0{,}655 = 231 \text{ lm},$$

$$\Phi_{03} = \Phi_{c\square} - \Phi_{04} = 353 - 231 = 122 \text{ lm},$$

$$\Phi_{01} = \Phi_{c\cap} = 210 \text{ lm}.$$

Factorul de utilizare pentru planul util (21) este :

$$u_4 = (A\Phi_{01} + B\Phi_{03} + C\Phi_{04})10^{-3} = (0{,}469 \cdot 210 + 0{,}336 \cdot 122 + 1{,}124 \cdot 231) \cdot 10^{-3} = 0{,}399.$$

b. Catalogul întreprinderii constructoare [12] furnizează un tabel cu factori de utilizare în funcție de indicele instalației pentru cîteva combinații de factori de reflexie ai tavanului și pereților (pentru planul util, se consideră $\rho_4 = 0$). În lipsa altor precizări, se poate presupune că, în cazul montajului suspendat ($J \neq 0$), ρ_1 reprezintă factorul de reflexie echivalent, iar pentru valori intermediare celor din tabel trebuie să se recurgă la interpolare. Interpolînd pentru ρ și K, rezultă, în final $u_4 = 0{,}447$ (tab. 6), valoare superioară celei calculate anterior, dovedind neconcordanța cu caracteristicile fotometrice indicate în același catalog prin curbele fotometrice.

c. Apelînd la o lucrare mai veche [13] în care indicele instalației este calculat cu relația

$$i = \frac{0{,}8\,a + 0{,}2\,b}{h} = \frac{0{,}8 \cdot 6 + 0{,}2 \cdot 8}{2} = 3{,}2$$

și folosind tabelul cu factori de utilizare pentru un corp de iluminat semidirect cu grătar (similar corpului FIAG), în cazul $\rho_4 = 0$, se ajunge, prin interpolări similare cu cazurile precedente, la rezultatul $u_4 = 0{,}236$ (tab. 7). Întrucît valorile din tabel sînt corectate cu factorul de depreciere $\Delta = 1{,}4$, factorul de

Tabelul 6

K	1,5			1,714	2,0		
ρ_1	0,7	0,595	0,5	0,595	0,7	0,595	0,5
u	0,44		0,42		0,48		0,46
		0,43				0,47	
				0,447			

Tabelul 7

i	3,0			3,2	4,0		
ρ_1	0,7	0,595	0,5	0,595	0,7	0,595	0,5
u	0,25		0,21		0,28		0,25
		0,229				0,264	
				0,236			

utilizare în aceleași condiții ca în cazurile precedente va fi $u_4 = 0{,}236 \cdot 1{,}4 = 0{,}33$, ceea ce denotă, de asemenea, neconcordanță cu caracteristicile fotometrice.

7. Concluzii

— Tabelele cu factori de utilizare în funcție de indicele instalației și de factorii de reflexie ai suprafețelor încăperii constituie un material auxiliar prețios pentru proiectanții de instalații de iluminat, cu condiția ca acestea să fie întocmite corect, pornind de la caracteristicile fotometrice concrete ale corpurilor de iluminat și evaluînd corect fluxurile directe și intereflexiile;

— În condițiile menționate, metoda factorului de utilizare (care se bazează pe intereflexii) permite o dimensionare corectă a instalațiilor de iluminat, distingîndu-se prin simplitate și operativitate;

— Metodologia prezentată în cadrul lucrării de față poate fi folosită atît la alcătuirea tabelelor cu factori de utilizare, cît și la calculul factorului de utilizare pentru o anumită instalație de iluminat, inclusiv în cazul proiectării automate pe calculator;

— Determinarea fluxurilor directe se realizează simplu și suficient de precis folosind raportul direct pentru amplasarea de referință a corpurilor de iluminat.

ANEXA

Coeficienții de calcul al fluxurilor finale pe suprafețele încăperii [7, 8] sînt dați de relațiile:

$$A = \frac{1}{D}\rho_1'\left[q_{14} + \varkappa_3\rho_3(1-q_{14})\frac{K}{2}\right],$$

$$B = \frac{1}{D}\varkappa_3\rho_3(1-q_{14})(1+\rho_1'q_{14})\frac{K}{2}, \qquad \text{(A.1)}$$

$$C = \frac{1}{D}\left[1 - \varkappa_3\rho_3\rho_1'(1-q_{14})^2\frac{K}{2}\right],$$

$$A' = \frac{1}{D}\varkappa_3\rho_1'(1-q_{14})(1+\rho_4q_{14}),$$

$$B' = \frac{1}{D}\varkappa_3(1-\rho_1'\rho_4q_{11}^2), \qquad \text{(A.2)}$$

$$C' = \frac{1}{D}\varkappa_3\rho_4(1-q_{14})(1+\rho_1'q_{14}),$$

$$A'' = \frac{1}{D}\left[1-(1-q_{14})^2\,\varkappa_3\rho_4\rho_3\frac{K}{2}\right], \qquad \text{(A.3)}$$

$$B'' = \frac{1}{D}\varkappa_3\rho_3(1-q_{14})(1+\rho_4q_{14})\frac{K}{2},$$

$$C'' = \frac{1}{D}\rho_4\left[q_{14} + \varkappa_3\rho_3(1-q_{14})^2\frac{K}{2}\right],$$

în care:

$$D = 1 - \left[\varkappa_3\rho_3(1-q_{14})^2(2\rho_1'\rho_4q_{14} + \rho_1' + \rho_4)\frac{K}{2} + \rho_1'\rho_4q_{14}^2\right], \qquad \text{(A.4)}$$

$$\varkappa_3 = \frac{1}{1-\rho_3[1-(1-q_{14})K]}. \qquad \text{(A.5)}$$

Factorul de legătură între tavan și planul util [6] are expresia:

$$q_{14} = \frac{2}{\pi}\left[\frac{\sqrt{1+X^2}}{X}\operatorname{arctg}\frac{Y}{\sqrt{1+X^2}} + \frac{\sqrt{1+Y^2}}{Y}\operatorname{arctg}\frac{X}{\sqrt{1+Y^2}} - \frac{1}{X}\operatorname{arctg}Y - \frac{1}{Y}\operatorname{arctg}X + \frac{1}{2XY}\ln\frac{(1+X^2)(1+Y^2)}{1+X^2+Y^2}\right], \qquad \text{(A.6)}$$

unde:

$$X = K\frac{\mu+1}{\mu}; \quad Y = K(\mu+1).$$

Bibliografie

[1] *Dinculescu, P.* Considerații privind unele metode de calcul al instalațiilor de iluminat interior. A XVII-a Conferință de instalații, Sinaia, 1983.

[2] *Mira, N.* Contribuții la studiul optimizării iluminatului artificial în halele industriale. Teză de doctorat. București, Institutul de construcții, 1981.

[3] *Botez, C.* și *Ioachim, D.* Elemente de calcul al instalațiilor electrice de iluminat interior prin metoda reflexiilor multiple. În: EEA — Electrotehnica, **29** (1981), nr. 3, p. 107—112.

[4] CIE. Calculations for Interior Lighting. Applied Method. Draft, 1977.

[5] *Dinculescu, P.* Schimbul de flux luminos între suprafețe în instalațiile de iluminat. În: Conferința națională de electrotehnică și electroenergetică, Timișoara, 1982, vol. **7**, p. 23—31.

[6] *Dinculescu, P.* Indicatori cantitativi pentru intereflexiile în instalațiile de iluminat interior. În: Conferința națională de electrotehnică și electroenergetică, Timișoara, 1982, vol. **7**, p. 33—45.

[7] *Epaneșnikov, M. M.* Elektriceskoe osveșcenie. Moskva, Energhia, 1973.

[8] *Dinculescu, P.* și *Sisak, F.* Instalații și echipamente electrice. București, Ed. didactică și pedagogică, 1981.

[9] *Dinculescu, P.* Aspecte noi privind caracterizarea fotometrică a corpurilor de iluminat. In: EEA — Electrotehnica, **31** (1983), nr. 5, p. 153—159.

[10] STAS R 11621-81. Metodă de calcul al iluminării medii în clădiri.

[11] IES. Technical Report N° 2. The Calculation of Utilization Factors. The BZ Method. London, 1971.

[12] Electrobanat Timișoara. Catalog de produse.

[13] *Bălilescu, Al.* și *Savopol, D.* Iluminatul electric. Îndreptar. București, Ed. tehnică, 1969.

CZ.621.313.333

MOTOR ASINCRON
ACȚIONARE HIBRIDĂ
LOGICĂ DE COMANDĂ

Acționarea unui vehicul cu două viteze pe un traseu avînd puncte prestabilite de oprire

PARASCHIVESCU P. DAN, TATOIU G. VICTOR* — BUCUREȘTI

Introducere

În practică se întîlnește frecvent cazul unui vehicul ce se deplasează pe un traseu cu puncte fixe de oprire anterior stabilite. Datorită caracteristicilor mecanice dure și prețului de cost scăzut se utilizează motoare asincrone cu două viteze, asigurîndu-se astfel viteza constantă de deplasare, frînarea lină și precizia punctului de oprire.

Un bloc de comandă, analizînd poziția vehiculului și a punctului de oprire comandat, determină sensul de mers cu viteză mare, trecerea pe viteză mică pentru frînarea și oprirea la punct fix. Comezile sînt îndeplinite de contactoare care acționează motorul și frîna, iar un număr de circuite de protecție și siguranță intervin atît în blocul de comandă, cît și direct în circuitul de forță.

Articolul își propune să studieze cazul concret al unui ascensor acționat de un motor asincron cu două viteze și cu un sistem logic bazat pe comutație statică. Asemenea instalații pot fi utilizate la ascensoare de toate tipurile, dar în egală măsură și la benzi transportoare, cărucioare de transport uzinal etc.

1. Blocul de comandă al sensului de mers și al trecerii pe viteza mică

Pentru determinarea poziției ascensorului în dreptul fiecărui punct de oprire sau stație se montează un traductor inductiv de poziție cu releu Reed normal închis. Vehiculul este prevăzut cu un șunt magnetic de lungime dublul distanței de frînare, și care este centrat pe axul de oprire, șunt ce deschide contactul releului și dă semnalul TK'.

Alegerea lungimii șuntului, ca dublul distanței de frînare, este impusă de necesitatea de a asigura trecerea vehiculului de la viteza mare la viteza mică, atît pentru sensul de ridicare, cît și pentru cazul coborîrii [1].

În figura 1 este prezentată o interfață care asigură, după o prealabilă deparazitare, culegerea semnalelor TK', pe care le transformă în semnale $\overline{TK}$) compatibile TTL (Transistor-Transistor-Logic).

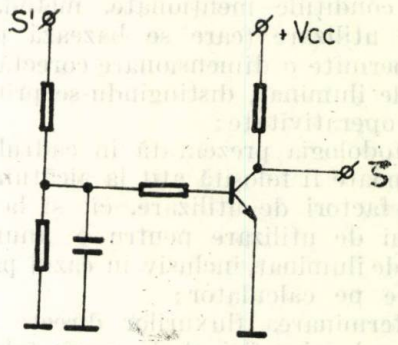


Fig. 1. Circuit pentru culegerea semnalelor din instalație și transformarea lor în semnale compatibile TTL.

Cazul general al unei scheme cu N puncte de oprire și cu traductoarele de siguranță ce generează semnalele $\overline{D}_1$ și $\overline{D}_N$ date la sfîrșitul de cursă, este prezentat în figura 2.

Conform acestei figuri, există N circuite identice RK, compuse fiecare din cîte trei porți SAU negat, notate RKI, RKN și RKC. $RK1$ însumează semnalele TM, $1 \leqslant M \leqslant K$, RKN însumează TM, $K \leqslant M \leqslant N$, iar RKC asigură bascularea prin comanda și menținerea stării prin reacție după dispariția comenzii. Presupunînd că semnalul de poziție al vehiculului $TM = 1$, $1 \leqslant M \leqslant K$, atunci comanda aplicată lui RKC va bascula ieșirea lui RKN în 1 logic, determinînd mișcarea în sensul $1 \rightarrow N$ cu viteză mare.

În momentul în care, la începutul spațiului de frînare, șuntul montat pe vehicul va deschide releul Reed dînd $\overline{TK} = 1$, ieșirea lui RKN va bascula în 0 logic, determinînd frînarea prin trecerea pe viteză mică. Ieșirile RKN, $2 \leqslant K \leqslant N$ sînt însumate de RMN, iar ieșirile $RK1$, $1 \leqslant K \leqslant N - 1$, de către $RM1$, semnalul de comandă $MN = 1$, respectiv $M1 = 0$ fiind dat prin intermediul unui circuit de tip „latch", format din două porți SI negat, în prezența semnalului $\overline{M} = 1$ corespunzător funcționării în regim automat. Se observă măsurile de protecție luate pentru ca semnalele finale de comandă să nu fie simultan 1, ci să fie ambele 0 în regim manual.

* Ing. *Paraschivescu, P. D.* — Întreprinderea de fabricație și montaj ascensoare—București; ing. *Tatoiu, G. V* — Centrul de cercet. științifică și inginerie tehnologică pentru tehnica de calcul.

Schema propusă de autori asigură o optimizare a circuitelor, în sensul minimizării lor, viteză mare de comutație, deci în ultimă instanță răspuns rapid la comenzile de efectuat.

Comezile se dau prin intermediul cîte unui circuit SAU negat, care validează comanda

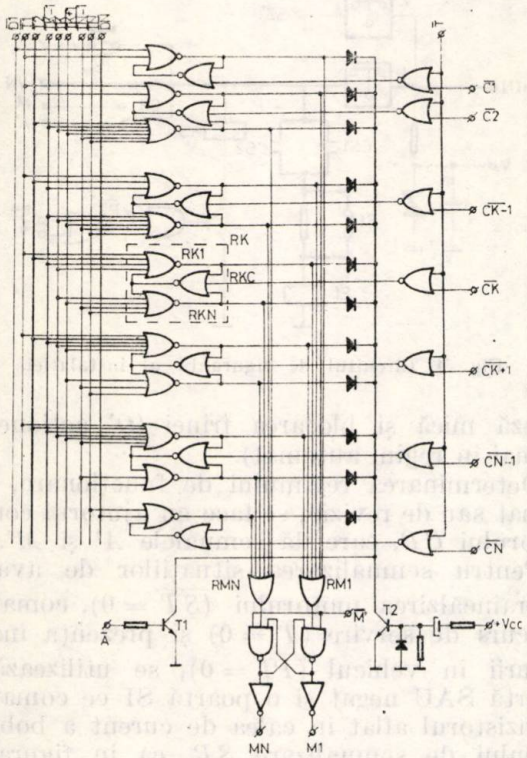


Fig. 2. Circuit pentru selectarea sensului de mers și a trecerii pe viteză mică, a ascensorului.

$\overline{CK} = 0$ cu ajutorul semnalului de validare $\overline{T} = 0$. Deoarece circuitul RK își menține starea de 0 sau 1 prin reacție, trebuie asigurate condițiile inițiale $RK1 = 0, \ldots, RKN = 0$, $1 \leqslant K \leqslant N$, la cuplarea tensiunii de alimentare și la trecerea de la regimul manual la cel automat.

Aceasta se realizează prin cuplarea împreună, prin intermediul diodelor, a ieșirilor la masă. În regim automat, $\bar{A} = 0$ și va bloca tranzistorul $T1$, potențialul punctului comun fiind determinat de colectorul tranzistorului $T2$. La cuplarea tensiunii $+V_{cc}$, tranzistorul $T2$ „șterge" ieșirile, iar după încărcarea condensatorului se blochează [2].

2. Formarea semnalelor de comandă a elementelor de execuție

În acest capitol se prezintă etapa de formare a semnalelor de comandă pentru elementele de execuție [3,5]. În figura 3, semnalul de comandă a sensului $MN = 1$ ($M1 = 0$) se propagă prin poarta E și este aplicat porții K. În prezența ieșirii $F = 0$ logic și în lipsa avertizării termice $\overline{ST} = 0$ logic, semnalul se propagă prin poarta N și se inversează apoi în circuitul „latch" R-P, dînd ieșirea $R = 0$. Dacă semnalul de zăvorîre $\overline{SZ} = 0$, prin circuitul „latch" $PN - P1$ și prin inversorul V se obține $\overline{SN} = 0$ ($\overline{S1} = 1$).

Ambele înfășurări ale motorului asincron sînt alimentate prin intermediul a două contactoare de sens, CSI și CSN, care inversează două faze între ele, comandate de semnalele $\overline{S1}$ și $\overline{SN}$ [3]. Semnalul $\overline{SN} = 0$ ($\overline{S1} = 1$) determină cuplarea contactorului de acționare corespunzător sensului de mers de la stația N.

Apariția semnalului $R = 0$, prin poarta S, $S = 1$, ar determina prin circuitul „latch" Pm-PM, $CVm = 0$, dacă n-ar fi împiedicat de către $CVM = 0$ logic poziționat anterior datorită comenzii venite de la poarta A și care

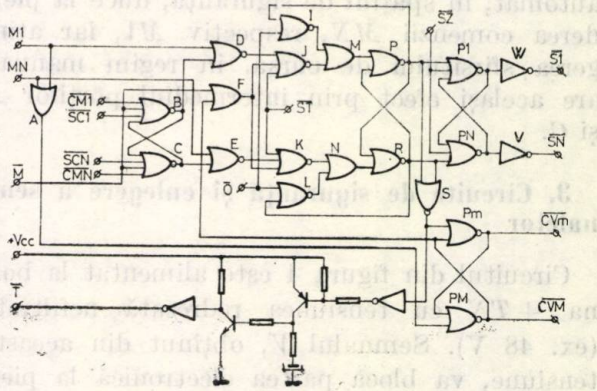


Fig. 3. Circuit de formare a semnalelor de comandă, aplicate elementelor de execuție.

a dus la cuplarea prioritară a contactorului de viteză mare.

Comanda de frînare prin trecerea pe viteza mică, se dă prin bascularea $MN = 0$, ceea ce face ca prin A și PM, $\overline{CVM} = 1$, iar $\overline{CVm} = 0$ motorul mișcîndu-se în același sens, dar cu viteză mică. Sensul se păstrează datorită reacției prin L pînă în momentul în care semnalul de oprire $\bar{O} = 1$ determină $\overline{SN} = 1$, deci decuplarea alimentării motorului și cuplarea frînei.

Pentru situația în care ascensorul se găsește într-o revizie și comenzile nu se mai dau utilizînd butoanele de comandă din cabină sau de la palier, schema prevede posibilitatea acți-

onării ascensorului de la două butoane CMN și $CM1$ corespunzător sensului de urcare, respectiv coborîre, aflate pe cabina ascensorului și utilizate de personalul de revizie. Deplasarea cabinei durează atîta timp cît și apăsarea. Luînd, de exemplu, ca sens de mers $N \rightarrow 1$, (coborîre) $\overline{CM1} = 0$ logic, comenzile fiind validate de semnalele $\overline{SC1} = 0$, $\overline{SCN} = 0$ și $\overline{M} = 0$ logic, comanda se transmite prin circuitul „latch" B-C și se inversează din nou la ieșirea din D, urmînd calea $J,M,P,P1$. Deoarece în regim manual mișcarea se face doar cu viteză mică, s-a prevăzut poarta F care dă ieșirea 1 logic și decuplează contactorul de sens dacă în regim manual $\overline{CVM}$ devine 1 logic ($\overline{CVM} = 0$) datorită absenței semnalelor de comandă $M1$ și MN.

Bascularea semnalului $S = 1$ duce la bascularea imediată a semnalului de validare a comenzilor $\overline{T} = 1$, ceea ce împiedică luarea unei noi comenzi pînă la terminarea servirii comenzii în curs ($S = 0$) plus încă o perioadă de timp dictată de circuitul de temporizare.

Intrarea vehiculului, funcționînd în regim automat, în spațiul de siguranță, duce la pierderea comenzii MN, respectiv $M1$, iar atingerea sfîrșitului de cursă, în regim manual, are același efect prin intermediul porților B și C.

3. Circuite de siguranță și culegere a semnalelor

Circuitul din figura 4 este alimentat la borna $+TN$ cu tensiunea redresată nefiltrată (ex. 48 V). Semnalul V, obținut din această tensiune, va bloca partea electronică la pierderea tensiunii $+TN$ de alimentare a bobinelor contactoarelor. Blocul Z, cuprinde contactele de zăvorîre înseriate (ale trapelor de încărcare, ale panourilor vehiculului, ale ușilor de acces ale ascensorului etc), deschiderea oricăreia dintre ele provocînd oprirea instalației.

Blocul P cuprinde toate contactele de siguranță înseriate în circuitul de alimentare cu tensiune $+VN$ al bobinelor contactoarelor și electromagnetului de frîna E_f (contacte de supragreutate, cablu de tracțiune întins, limitatoare de cursă etc). Deschiderea oricăruia dintre ele provoacă decuplarea contactoarelor și blocarea frîneă, partea electronică fiind informată prin semnalele O' și A' sau M'.

Frîna este deblocată prin excitarea electromagnetului de frîna E prin închiderea unui contact principal al contactoarelor de sens.

Semnalul O' este dat de un releu Reed normal închis, aflat pe vehicul și care se deschide în momentul trecerii prin fața unui șunt magnetic aflat în dreptul punctului de oprire, determinînd astfel oprirea motorului aflat pe

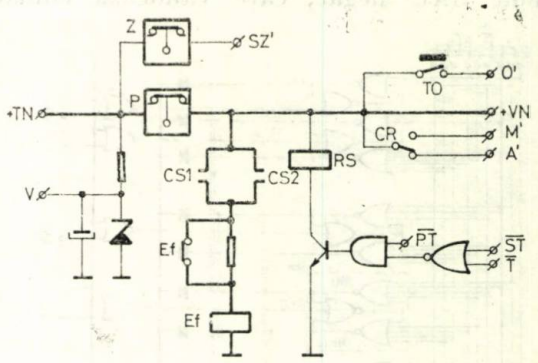


Fig. 4. Circuitul de siguranță al instalației.

viteză mică și blocarea frînei (O' acționează numai în regim automat).

Determinarea regimului de funcționare, automat sau de revizie, se face cu ajutorul comutatorului CR, care dă semnalele A' și M'.

Pentru semnalizarea situațiilor de avarie, supraîncălzirea motorului ($\overline{ST} = 0$), comanda în curs de servire ($\overline{T} = 0$) și prezența încărcăturii în vehicul ($\overline{PI} = 0$), se utilizează o poartă SAU negat și o poartă SI ce comandă tranzistorul aflat în calea de curent a bobinei releului de semnalizare SR, ca în figura 4.

4. Acționarea hibridă a motorului asincron

Motorul asincron este acționat de două perechi de contactoare, respectiv $CS1$ și CSN care determină sensul și CVM și CVm care determină alimentarea înfășurărilor de viteză mare, respectiv mică. În figura 5 este prezentată schema acționării unuia dintre cei patru contactori.

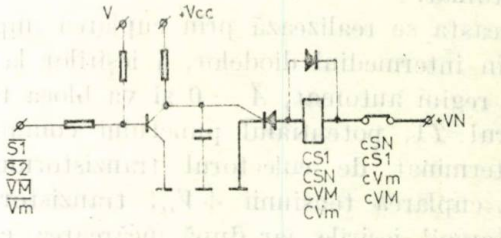


Fig. 5. Circuit cu tiristor pentru acționarea contactorului.

Fie $S1 = 0$ semnalul continuu de comandă ce produce blocarea tranzistorului și în consecință aplicarea unei tensiuni de comandă pe poarta tiristorului. Tiristorul deschizîndu-se, alimentează bobina contactorului $CS1$, care își închide contactele principale aflate în cir-

cuitul motorului și deschide contactul normal închis $CS1$, aflat în calea de curent a contactorului pereche CSN, împiedicînd astfel excitarea simultană a acestora. Se remarcă prezența semnalului V, care la pierderea tensiunii $+TN$ asigură blocarea tiristorului.

Deoarece pentru anumite condiții de exploatare există reglementări internaționale care impun plasarea tiristorului între $+VN$ și bobina contactorului, se prezintă schema din figura 6 care utilizează transformator de impuls pe poarta tiristorului [4]. Semnalul aplicat în baza tranzistorului este format de o poartă SAU din semnalul continuu de comandă $S1 = 0$ și semnalul de sincronizare cu trecerea prin zero a tensiunii $+TN$, dat de trigger-ul cu două tranzistoare și o diodă Zenner de prag, prezentate în figură.

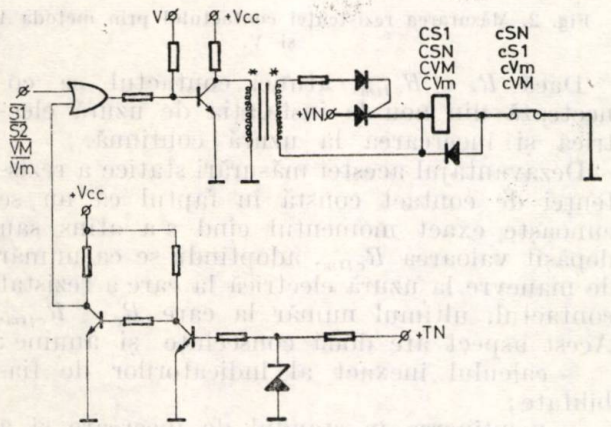


Fig. 6. Circuit utilizînd tiristor cu transformator de impuls pentru comanda contactorului.

Concluzii

Schemele prezentate rezolvă comanda și acționarea unui vehicul de tipul și cu regimul de lucru specificate anterior. În condițiile de fiabilitate crescută față de schemele cu relee sînt mai rapide și se realizează la un preț de execuție și exploatare diminuat. Încercată în condiții de exploatare, schema a dat satisfacții neapărînd probleme deosebite în ceea ce privește deparazitarea semnalelor modul de culegere a lor din instalație și executarea corectă a comenzilor.

Optimizările date în schemă, concepția și modul de combinare a semnalelor, asigură funcționarea corectă a ascensorului în regim automat cu două viteze, sau manual cu viteză mică, situație frecvent întîlnită în cazul reviziilor tehnice.

Bibliografie

[1] *Crăciunoiu, V.* ș.a. Ascensoare electrice. București, Ed. tehnică, 1966.
[2] *Anderson, W. D.* ș.a. Proiectarea cu circuite integrate TTL. Buc., Ed. tehnică, 1974, traducere din literatura americană.
[3] *Fransua, Al.* ș.a. Mașini și sisteme de acționări electrice. Probleme fundamentale. București, Ed. tehnică, 1978.
[4] *Meyer, M.* Tiristoarele în practică. Mutatoare cu comutație forțată. București, Ed. tehnică 1970, (traducere din l. germană).
[5] *Măgureanu, R.* Mașini electrice speciale pentru sisteme automate. București, Ed. tehnică, 1980.

CZ 621.3.015.1 : 621.3.017.42

CĂDERI DE TENSIUNE
CONTACTE ELECTRICE

Dispozitiv pentru controlul în regim dinamic al căderii de tensiune pe un contact electric

FLORIN IONESCU* — BUCUREȘTI

1. Parametrii caracteristici ai unui contact electric. Criterii de apreciere a calității contactului

Calitatea unui aparat electric și funcționarea sa corespunzătoare în cadrul unei instalații este condiționată de comportarea contactelor electrice din cadrul său. Contactele cu piese mobile întîlnite la întreruptoare, contactoare, relee etc., a căror funcție este să închidă și să deschidă un circuit electric, trebuie să satisfacă următoarele cerințe [1]:

— să nu se încălzească excesiv;
— să nu se topească și să nu se lipească;
— să reziste la arcul electric, cu deplasare minimă de material;
— să reziste la uzura electrică și mecanică.

În ciclul de funcționare a unui astfel de contact se disting mai multe etape:

— contactul este închis;
— contactul se deschide;
— contactul este deschis;
— contactul se închide;
— contactul este închis.

Caracterizarea comportării contactului în fiecare din aceste etape se face prin intermediul parametrilor caracteristici ai contactului care sînt: rezistența contactului, respectiv căderea de tensiune pe contact, corespunzătoare unui anumit curent constant și timpii

* Dr. ing. *Ionescu F.* Catedra de măsuri și aparate electrice, Institutul politehnic — București.

în care contactul se găsește în fiecare din etapele sus-menționate, timpi care depind de frecvența de conectare și de cinematica aparatului pe care este montat contactul [2].

Pentru un contact ideal rezistența contactului se consideră 0 în poziția închis și infinit în poziția deschis, iar timpii de comutație între pozițiile închis-deschis și deschis-închis infiniți mici. De fapt însă, pentru un contact real rezistența de contact nu atinge niciodată limitele 0 sau ∞, ci atît ea cît și timpii de comutație au valori finite.

În figura 1 este prezentată comparativ variația ideală și reală a căderii de tensiune continuă pe un contact electric al unui releu în cadrul unui ciclu închis-deschis-închis.

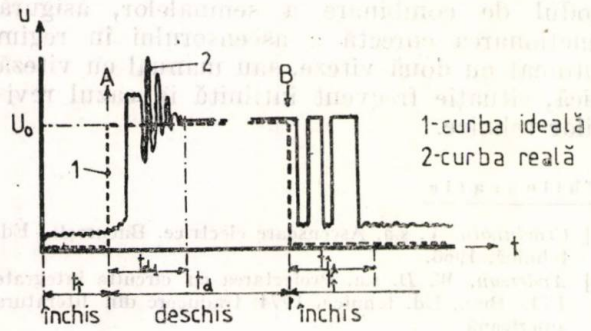


Fig. 1. Variația căderii de tensiune pe un contact.

În momentul A contactul începe să se deschidă, iar în B să se închidă. Contactul este deschis și își reface rigiditatea dielectrică, deci rezistența lui de izolație după un timp t_{d_1}, iar la închidere este necesar un timp t_{i_1} pentru a înceta vibrațiile în contact și rezistența de contact să-și atingă valoarea de regim permanent.

Calitatea unui contact se poate aprecia măsurînd rezistența de contact în intervalul $t_i - t_{i_1}$ (fig. 1), contactul fiind străbătut de curentul său nominal de sarcină. Contactul se consideră corespunzător atît timp cît rezistența sa R_c nu depășește o anumită valoare limită $R_{c\,lim}$, care determină încălzirea excesivă și lipirea.

2. Verificarea calității contactului în cadrul încercării la uzură electrică

Pentru estimarea calității contactelor de curent continuu, în cazul verificării releelor la uzură electrică, la anumite intervale de timp, după un număr stabilit de manevre, se oprește circuitul de încercare și contactul se conectează într-un alt circuit alimentat de la o sursă de tensiune stabilizată S.T.S., făcîndu-se ca el să fie străbătut de curentul nominal și măsurîndu-se prin metoda ampermetrului și voltmetrului rezistența sa (fig. 2).

Rezistența contactului se calculează cu relația:

$$R_c = \frac{U}{I - \frac{U}{R_v}}, \qquad (1)$$

unde:

U, I sînt indicațiile voltmetrului, respectiv ale ampermetrului; R_v — rezistența internă a voltmetrului.

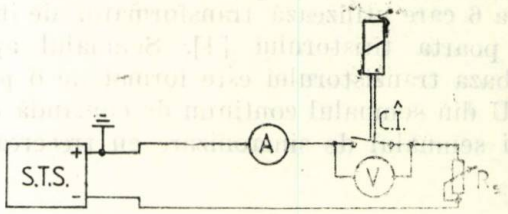


Fig. 2. Măsurarea rezistenței contactului prin metoda A și V.

Dacă $R_c < R_{c\,lim}$, atunci contactul se conectează din nou la instalația de uzură electrică și încercarea la uzură continuă.

Dezavantajul acestei măsurări statice a rezistenței de contact constă în faptul că nu se cunoaște exact momentul cînd s-a atins sau depășit valoarea $R_{c\,lim}$, adoptîndu-se ca număr de manevre la uzură electrică la care a rezistat contactul, ultimul număr la care $R_c < R_{c\,lim}$. Acest aspect are două consecințe și anume:

— calculul inexact al indicatorilor de fiabilitate;

— menținerea în standul de încercare și a contactului la care $R_c > R_{c\,lim}$ pînă la efectuarea numărului de menevre prevăzut, deci consum inutil de energie.

Avînd în vedere aceste considerente, recomandările C.E.I. [3] prevăd măsurarea rezistenței contactului chiar în standul de încercare la uzură, deci în regim dinamic și oprirea încercării îndată ce valoarea ei depășește valoarea $R_{c\,lim}$.

3. Dispozitivul de control în regim dinamic al valorii rezistenței de contact

3.1. Principiul de funcționare

Căderea de tensiune $u(t)$ pe un contact electric aflat în poziția închis și avînd rezistența R_c este:

$$u(t) = R_c \cdot i(t), \qquad (2)$$

unde:

$i(t)$ este curentul care străbate contactul.

Avînd în vedere că încercarea la uzură electrică a contactului se face sub un curent constant și bine determinat (de obicei curentul nominal I_n) înseamnă că se pot obține informații asupra valorii rezistenței de contact, măsurînd valoarea căderii de tensiune la bornele contactului în intervalul $t_i - t_{i_1}$ (fig. 1), cît acesta este închis.

Contactul se consideră că este corespunzător, atîta timp cît căderea de tensiune U_c pe el este mai mică decît o valoarea limită impusă U_{clim}, adică :

$$U_c = R_c I_n < U_{clim} = R_{clim} I_n. \quad (3)$$

Prin urmare, dispozitivul de control în regim dinamic al valorii rezistenţei de contact va supraveghea, de fapt, căderea de tensiune pe contact şi va semnaliza depăşirea valorii U_{clim}.

3.2. Utilizare. Condiţii impuse

Dispozitivul construit este folosit pentru supravegherea căderii de tensiune pe contactele destinate a funcţiona în curent continuu ale releelor electrice, frecvenţa de conectare la încercarea la uzură electrică fiind 600 conectări/oră. El controlează şi semnalizează depăşirea unor valori U_{clim} între 25 mV şi 850 mV, pentru contacte conectate în circuite de încercare avînd tensiunea nominală cuprinsă între 24 şi 220 V c.c.

Dispozitivul trebuie să nu perturbe circuitul de încercare al contactului, prin urmare trebuie să aibă o rezistenţă de intrare $R_i \geq 50$ kΩ [3] şi trebuie să suporte fără a semnaliza defect tensiunea nominală a circuitului de încercare cînd contactul este deschis.

Avînd în vedere că în cazul încercării la uzură pot apare închideri accidentale defectuoase ale contactului, cărora le corespund valori mari ale căderii de tensiune, însă aceste situaţii nu semnifică deteriorarea contactului, se impune totuşi semnalizarea lor ; dispozitivul opreşte încercarea la uzură numai după apariţia a cinci situaţii consecutive de depăşire a valorii U_{clim}.

3.3. Construcţie

Dispozitivul este compus practic din trei blocuri funcţionale :

— blocul de control al valorii căderii de tensiune pe contact ;

— blocul logic şi de semnalizare ;

— blocul de alimentare, care furnizează tensiuni continue stabilizate de ± 15 V şi +5 V.

3.3.1. Blocul de control al valorii căderii de tensiune pe contact

Schema funcţională a blocului de control al valorii căderii de tensiune pe contact este prezentată în figura 3, iar schema electrică în figura 4.

Despre semnificaţia notaţiilor din figurile 3 şi 4 se va arăta în cele ce urmează.

Circuitul de încercare este compus din sursa de tensiune continuă de alimentare STA, ce furnizează tensiunea nominală U_n, rezistenţa de sarcină R_S şi contactul de încercat $CÎ$. Trebuie subliniat că borna + a sursei de alimentare este conectată la masă din motive de protecţie a muncii, prin urmare, faţă de masă căderea de tensiune pe contact va fi negativă.

Dispozitivul conţine două lanţuri funcţionale : primul, format din filtrul trece-jos FTJ_1, circuitul de limitare CL_1, amplificatoarele trece-jos ATJ_1, ATJ_2, şi comparatorul $COMP_1$, este destinat supravegherii căderii de tensiune pe contact, iar cel de-al doilea compus din filtrul trece-jos şi circuitul de temporizare $FTJ_2 + CT$, circuitul de limitare CL_2, comparatorul $COMP_2$, comutatorul electronic CE şi circuitul de semnal logic de comandă $C.S.L.C.$ are un dublu rol, pe de o parte să şunteze primul lanţ cînd contactul este deschis, pentru a nu apare o comandă falsă datorită tensiunii mari la bornele contactului, şi pe de altă parte să furnizeze un semnal pentru partea logică de unde aceasta să deducă poziţia în care se află contactul. Circuitul de limitare CL_1 este realizat cu ajutorul a trei diode 1 N4-007 montate în serie.

Datorită calităţii slabe a filtrajului cu care este prevăzută sursa STA, lanţul destinat supravegherii căderii de tensiune pe contact a fost echipat practic cu trei etaje de filtrare : filtrul FTJ_1 format din R_1 şi C_1 şi amplifica-

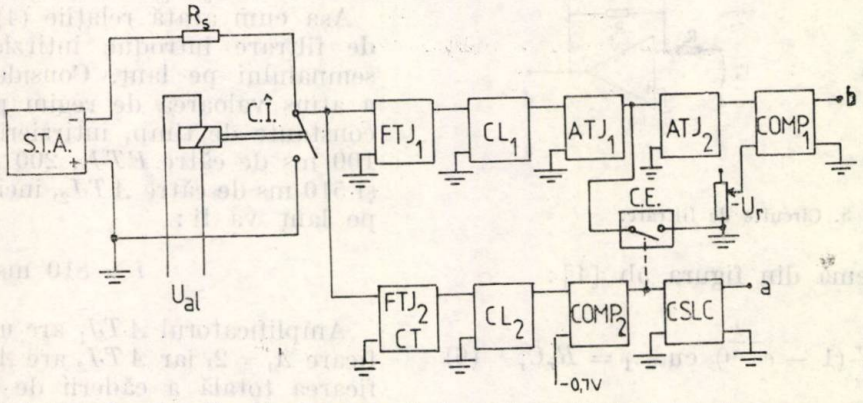


Fig. 3. Schema funcţională a blocului de control al valorii căderii de tensiune pe contact.

toarele trece-jos ATJ_1 ,şi ATJ_2 construite cu integrate βA 741.

În figura 5a este reprezentată schema unui filtru RC, iar în figura 5*b* a unui amplificator trece-jos.

Pentru schema din figura 5a se poate scrie :

$$u_2 = U_1(1-e^{-\frac{t}{\tau}}) \text{ cu } \tau = RC \quad (4)$$

şi atenuarea introdusă pentru componentele alternative :

$$a = \left|\frac{1}{1+j\omega RC}\right| = \frac{1}{\sqrt{1+\omega^2C^2R^2}}, \quad (5)$$

Componenta alternativă de 50 Hz fiind cea cu ponderea cea mai importantă în căderea de tensiune pe contact s-a calculat cu relaţia (5) atenuarea introdusă de FTJ_1 şi s-a obţinut $a_1 = 0{,}1571$ şi cu relaţia (7) atenuarea introdusă de ATJ_1 şi ATJ_2, rezultînd $a_2 = 0{,}1587$ şi $a_3 = 0{,}156$, încît atenuarea totală pe lanţ este :

$$a = a_1a_2a_3 = 0{,}003891. \quad (8)$$

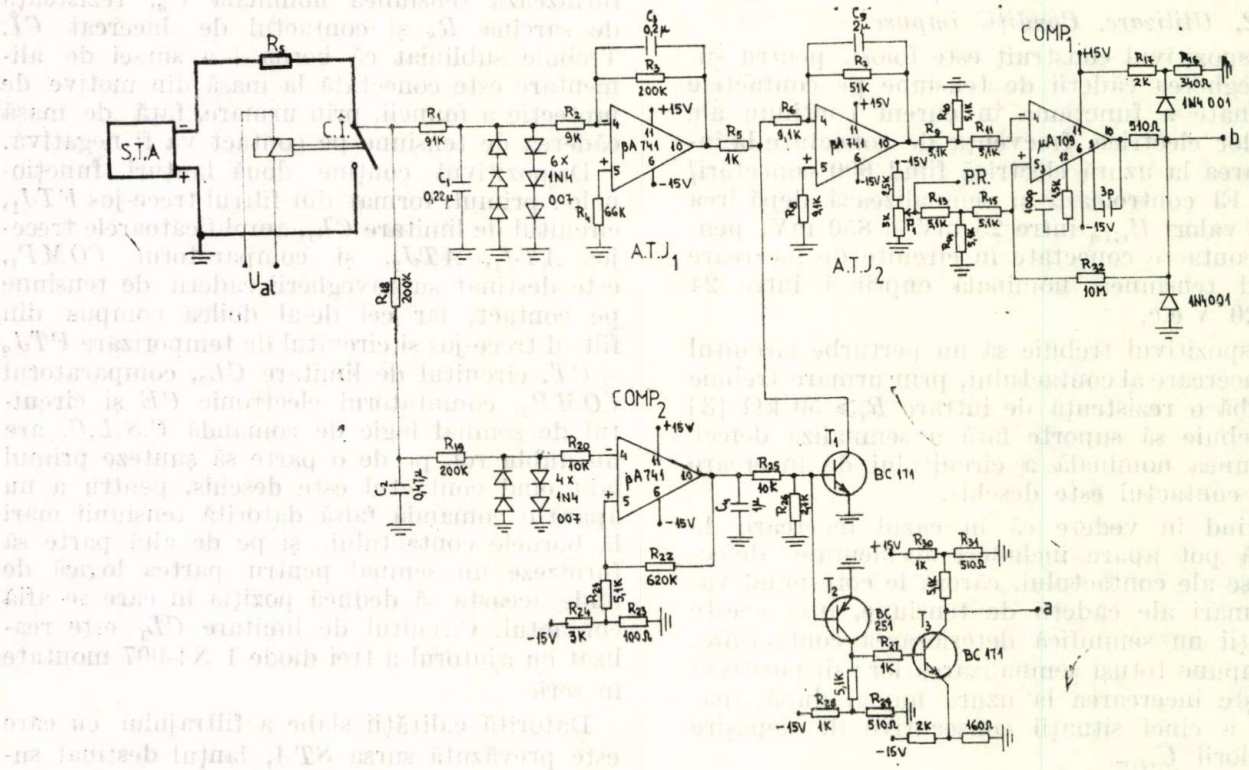


Fig. 4. Schema electrică a blocului de control al valorii căderii de tensiune pe contact.

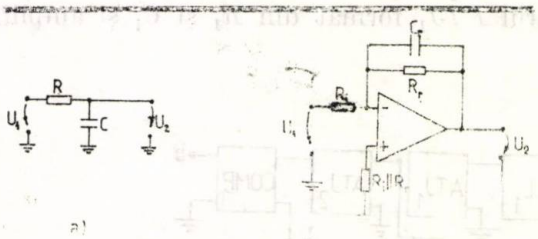


Fig. 5. Circuite de filtrare.

iar pentru schema din figura 5b [4] :

$$u_2 = U_1\frac{R_r}{R_i}(1-e^{-\frac{t}{\tau_1}}) \text{ cu } \tau_1 = R_rC_r \quad (6)$$

şi atenuarea introdusă pentru componentele alternative :

$$a = \left|\frac{\frac{R_r}{R_i}}{1+j\omega C_rR_r}\right| = \frac{\frac{R_r}{R_i}}{\sqrt{1+\omega^2C_r^2R_r^2}}. \quad (7)$$

Prin urmare, numai 0,3 % din componenta alternativă ajunge la comparator.

Aşa cum arată relaţiile (4) şi (6) circuitele de filtrare introduc întîrzieri în propagarea semnalului pe lanţ. Considerînd că semnalul a atins valoarea de regim permanent după 5 constante de timp, întîrzierile introduse sînt : 100 ms de către FTJ_1, 200 ms de către ATJ_1 şi 510 ms de către ATJ_2, încît întîrzierea totală pe lanţ va fi :

$$\hat{\imath} = 810 \text{ ms}. \quad (9)$$

Amplificatorul ATJ_1 are un factor de amplificare $A_1 = 2$, iar ATJ_2 are $A_2 = 5$ încît amplificarea totală a căderii de tensiune U_c de-a lungul lanţului va fi :

$$A = A_1A_2 = 10. \quad (10)$$

Comparatorul $COMP_1$ este construit cu ajutorul unui amplificator operaţional μA 709 funcţionînd în buclă deschisă şi avînd o reacţie

pozitivă realizată prin intermediul rezistenței $R_{32} = 10$ MΩ, care introduce și un histerezis:

$$U_H = (U_{ieș\,max} - U_{ieș\,min}) \frac{R_{15}}{R_{15} + R_{32}}. \quad (11)$$

Avînd în vedere că tensiunea la ieșire variază între $U_{ieș\,max} = +3{,}4$ V și $U_{ieș\,min} = -0{,}7$ V pentru a fi compatibilă cu blocul logic, rezultă cu relația (11) și valorile pentru rezistențe din figura 4:

$$U_H = 2\text{mV}. \quad (12)$$

Comparatorul compară două tensiuni negative, una aplicată la intrarea *4*, proporțională cu U_c, iar cealaltă aplicată la *5* este o tensiune de referință variabilă.

Tensiunea de referință se fixează prin variația potențiometrului P_1, urmărind indicația unui voltmetru conectat între punctul $P.R$ și masă (fig. 4). Valoarea tensiunii de referință se fixează la:

$$U_r = 10\, U_{clim}. \quad (13)$$

Atît timp cît căderea de tensiune pe contact $U_c < U_r$ tensiunea la ieșirea comparatorului este $-0{,}7$ V și îndată ce $U_c > U_r$ comparatorul basculează, tensiunea la ieșirea sa devenind $+3{,}4$ V.

Filtrul FTJ_2 al celui de-al doilea lanț format din rezistența R_{18} și condensatorul C_2, asigură o atenuare a componentei de 50 Hz calculată cu relația (5): $a = 0{,}03386$.

Tot acest circuit $R_{18}\,C_2$ are și rolul de circuit de temporizare, asigurînd funcționarea lanțului în așa fel încît în momentul apariției tensiunii nominale între bornele contactului intrarea amplificatorului ATJ_2 să fie pusă la masă prin intermediul comutatorului electronic $C.E$ (fig. 3) realizat cu ajutorul tranzistorului T_1 (fig. 4).

Cînd contactul $C.Î$ este deschis, comparatorul $COMP_2$ construit cu ajutorul amplificatorului operațional βA741, avînd pe intrarea de referință aplicat un semnal de $-0{,}7$V, va avea la ieșirea *10* un semnal de $+15$ V, încît tranzistorul T_1 va conduce. În cazul închiderii contactului $C.Î$, $COMP_2$ va bascula cînd tensiunea pe intrarea sa *4* va scade sub valoarea tensiunii de referință și tranzistorul T_1 se va bloca, însă este necesar ca această basculare să se facă după ce s-au terminat vibrațiile în contact.

Realizarea acestui deziderat se face prin temporizările introduse de $(R_{18}//R_{19})$ și C_2, de histerezisul comparatorului $COMP_2$ și de către $(R_{25} + R_{26})$ și C_4, încît deblocarea intrării lui ATJ_2 se face la circa 150 ms după închiderea contactului.

La deschiderea contactului $C.Î.$ este necesar ca bascularea comparatorului $COMP_2$ să se facă cît mai rapid de la -15 V la $+15$ V, încît T_1 să conducă și să împiedice apariția tensiunii ridicate la comparator. Creșterea tensiunii la bornele condensatorului C_2 pornește de la valoarea căderii de tensiune pe contact, la care se află încărcat acesta. Circuitul de încărcare al lui C_2 este format cît timp există arc electric în contact de rezistențele $R_{18}//R_{19}$ și după stingerea acestuia de R_{18}. Bascularea comparatorului se realizează după aproximativ 8 ms de la deschiderea contactului.

Circuitul de semnal logic de comandă $C\,S\,L\,C$ a fost realizat cu ajutorul tranzistoarelor T_2 și T_3.

Cînd contactul $C.Î.$ este deschis, la ieșirea comparatorului $COMP_2$, tensiunea este $+15$ V, încît T_2 este blocat, deci pe baza tranzistorului T_3 se aplică un semnal de aproximativ 5 V și acesta este blocat, încît semnalul la ieșirea *a* este $+5$ V.

Cînd contactul $C.Î.$ este închis, la ieșirea lui $COMP_2$, tensiunea este -15 V, încît T_2 conduce și pe baza lui T_3 se aplică potențial 0, superior potențialului de $-0{,}9$) V, aplicat în emitor, ceea ce determină intrarea lui în conducție, încît la ieșirea *a* apare tensiunea de $-0{,}9$ V.

Prin urmare, cînd $C.Î.$ trece din poziția deschis în poziția închis, tensiunea la ieșirea, *a* variază între $+5$ V și $-0{,}9$ V.

3.3.2. Blocul logic și de semnalizare

Schema funcțională a blocului logic și de semnalizare este prezentată în figura 6, iar în figura 8 schema lui electrică. Intrările *a* și *b* se conectează la ieșirile notate cu aceleași litere în figurile 3 și 4. La intrarea *c* se aplică impulsuri dreptunghiulare de frecvență reglabilă, avînd nivelul $+5$ V, 0 V compatibil cu circuitele logice.

Aceste impulsuri dreptunghiulare se obțin de la un generator de impulsuri realizat cu ajutorul unui amplificator operațional μA 709, schema lui electrică fiind arătată în figura 7.

Reglajul frecvenței impulsurilor, care trebuie să fie corelată cu frecvența de conectare a contactului supus încercării, se face din potențiometrul P (fig. 7) între limitele 200 Hz ÷ ÷ 4 500 Hz.

În figura 6 M_1, M_2, M_3 sînt monostabile realizate cu ajutorul circuitului integrat CDB 4121E.

Funcționarea blocului logic și de semnalizare decurge în felul următor: la depășirea valorii U_{clim} a căderii de tensiune pe contact la intrarea *b* apare un semnal, *1* logic ($+3{,}4$ V) datorită basculării comparatorului și în acest caz ieșirea Q a monostabilului M_1 va bascula $0 \to 1$ la fiecare tranziție $1 \to 0$ a semnalului aplicat pe intrările A_1, A_2, rămînînd în *1* un timp de 20 μs. Prin urmare, la intrarea numărătorului N_1 care conține trei decade realizate cu integratul CDB 490E se va aplica un tren

de impulsuri dreptunghiulare avînd frecvenţa egală cu a semnalului de la borna *C*, care s-a ales de 650 Hz.

După numărarea a 800 impulsuri ieşirea numărătorului N_1 va acuza tranziţia 0→1 şi dacă

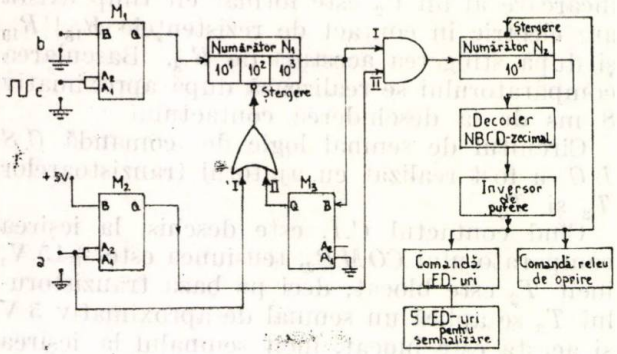


Fig. 6. Schema funcţională a blocului logic şi de semnalizare.

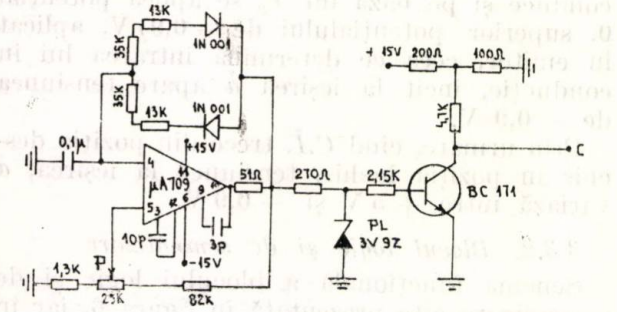


Fig. 7. Schema electrică a generatorului de impulsuri dreptunghiulare.

şi intrarea a II-a a circuitului ŞI este *1* atunci numărătorul N_2 va primi un impuls de numărare.

Intrarea II a circuitului „ŞI" este *1* dacă ieşirea *Q* a monostabilului M_2 este 1. Aceasta trece în *1* la 150 ms după închiderea contactului de încercat, adică odată cu tranziţia 1→0 (+ 5 V → − 0,9 V) a semnalului aplicat la borna *a*.

Monostabilul M_2 este reglat să rămînă cu ieşirea *Q* în starea 1 un interval de timp de 2 830 ms. *Q* revenind în 0 înainte de deschiderea contactului de încercat, împiedică transmiterea unor informaţii false spre numărătorul N_2.

Tranziţia 0→1 a ieşirii numărătorului N_1 determină şi bascularea monostabilului M_3, a cărui ieşire *Q* devine *1* pentru 2 *s* ducînd la ştergerea şi blocarea numărătorului N_1, încît să nu facă posibilă încă o operaţia de numărare înainte ca contactul de încercat să se deschidă.

De asemenea, se observă că N_1 este şters şi blocat ori de cîte ori semnalul aplicat la borna *I* a circuitului SAU care este identic cu cel aplicat la borna *a* este 1, ceea ce se întîmplă în intervalele de timp cît contactul de încercat nu este închis.

Dacă numărătorul N_2 realizat cu un integrat CDB 490E a primit un impuls de numărare, atunci acesta este decodificat de decoderul NBCD-zecimal (CDB 442E).

Datorită faptului că decoderul are 0 la ieşirea corespunzătoare numărului înscris în numărător, pentru simplificarea montajului părţii de comandă şi semnalizare s-a interpus între aceasta şi decoder un inversor de putere CDB 406E,

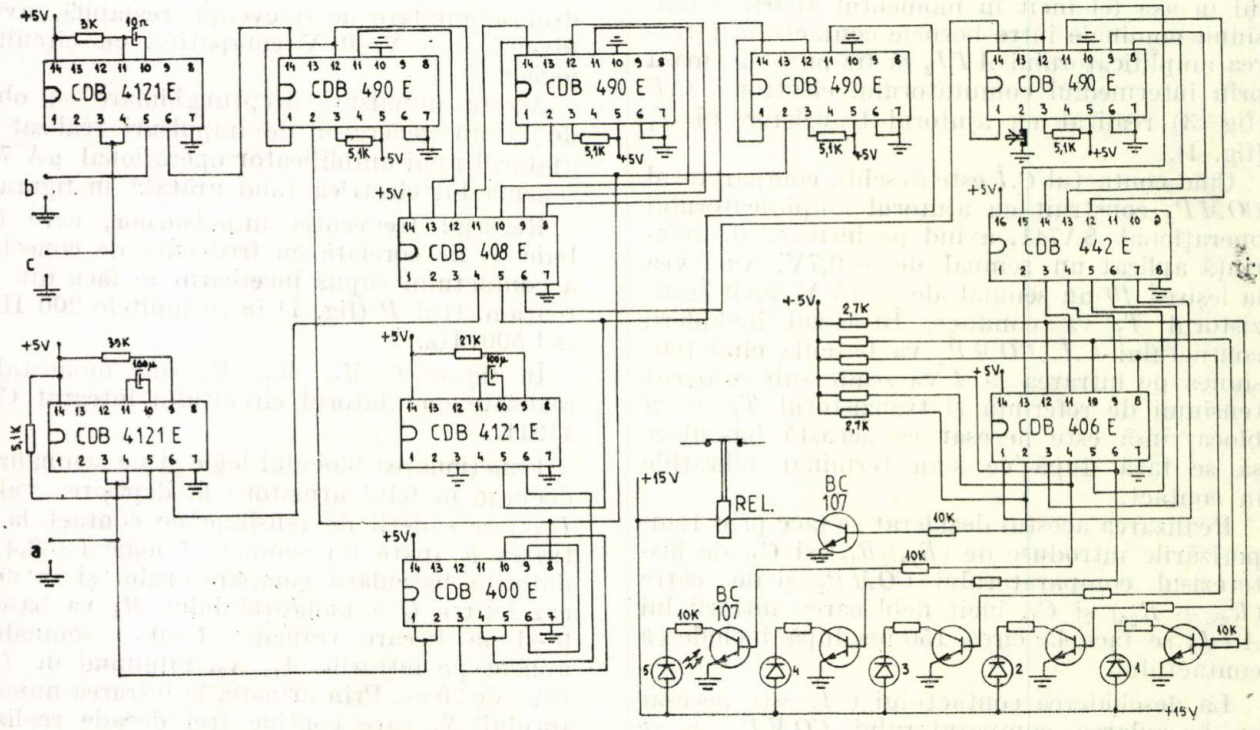


Fig. 8. Schema electrică a blocului logic şi de semnalizare.

la ieşirea acestuia regăsindu-se *1* corespunzător ieşirii 0 de la decoder, aplicată la intrarea sa. Tensiunea *1* de la inversor este aplicată, prin intermediul unui divizor, joncţiunii bază-emitor a unui tranzistor BC 107 care intrînd în conducţie face să fie străbătută de curent o diodă LED conectată în colectorul său.

După ce toate cele cinci L.E.D.-uri, corespunzătoare celor cinci impulsuri numărate de N_2 se aprind pe rînd, la al 6-lea impuls numărat este comandată conectarea bobinei unui releu prin intrarea în conducţie a tranzistorului în colectorul căruia se găseşte ea conectată. Închiderea releului determină oprirea încercării.

Se observă că blocul logic a fost conceput încît să evite înregistrarea unor rezultate false. Accesul spre N_2 este deblocat numai în intervalul de timp $t_4-t_{t_1}$ (fig. 1) de circa 2 800 ms.

Dacă totuşi în acest interval de timp apare accidental pentru cîteva sute de ms o tensiune ridicată pe contact, cauzînd tranziţia în *1* a intrării *b*, ea nu va fi considerată drept defect, numărătorul N_1 neavînd timpul necesar să numere pînă la 800 şi accesul spre el fiind blocat îndată ce *b* revine la 0. Aceste impulsuri accidentale înregistrate în N_1 sînt şterse în intervalele de timp cît contactul de încercat este deschis deci intrarea *a* are nivel 1.

4. Concluzii

Dispozitivul conceput şi realizat controlează valoarea căderii de tensiune pe contact, deci a rezistenţei contactului în regim dinamic, semnalizînd îndată ce aceasta depăşeşte o anumită valoare limită impusă.

Dispozitivul este utilizat pentru contactele ce se încearcă cu o frecvenţă de conectare de 600 conectări/oră, dar prin modificarea timpilor cît rămîn în „1" monostabilii M_2 şi M_3 (fig. 6) şi a frecvenţei impulsurilor aplicate la borna „*c*" poate fi întrebuinţat şi pentru frecvenţa de încercare de 1 200 conectări/oră.

Bibliografie

[1] *Hortopan, G.* Aparate electrice. E.D.P. Bucureşti 1980.
[2] *Hoft, H., Schneider, H. G.* Elektrische Kontakte. Akademie Verlag. Berlin, 1980.
[3] C.E.I. 255—9—1979.
[4] *Ionescu, F.* Măsuri electrice şi electronice. I.P.B. 1981.
[5] STAS 4196/3—1975.

CZ 621.318.4 : 657.47

BOBINE DE C.C.
REDUCERE PREŢ DE COST

Dimensionarea optimă a bobinelor de curent continuu după criteriul minimului de cost

TITUS BURCEA, CODRUŢ CHIVULESCU* — BUCUREŞTI

Introducere

Bobinele de curent continuu sînt folosite în circuitul de ieşire al redresoarelor comandate. Bobinele cu miez de fier prezintă o inductanţă mare într-un volum relativ redus avînd o largă utilizare atît pentru filtrarea curentului de sarcină, cît şi pentru limitarea curentului de circulaţie între cele două mutatoare conectate antiparalel, folosite în acţionări reversibile [1].

Calculul de dimensionare optimă, din punct de vedere economic, este prezentat în prima variantă (I) sub aspectul minimizării costului materialelor active componente (tablă magnetică, conductor izolat) şi în a doua variantă (II) ţinînd seama în plus şi de costul energiei electrice consumată prin efect Joule în bobinaj, pe o durată medie de viaţă estimată la 20 de ani; în ambele variante se pune şi condiţia realizării unui volum efectiv mic al bobinei, astfel încît la utilizator numărul sau mărimea dulapurilor de automatizare, în care este montată bobina să fie mic. A doua variantă este indicat a se aplica în proiectarea bobinelor destinate industriei autohtone pentru care se poate estima evoluţia costului energiei electrice pe durata de viaţă a bobinei.

Preţul de achiziţie al conductorilor izolaţi şi al tablei din material magnetic pe piaţa economică locală poate să varieze în timp; proiectantul va urmări evoluţia preţurilor şi va avea posibilitatea să dimensioneze optima, sub raport economic, bobina de curent continuu, făcînd un calcul simplu.

Preţul matriţei de debitare a tolelor şi al şablonului pentru bobinaj se amortizează repede după primul lot de bobine fabricat.

Acest criteriu al minimizării de cost la volum efectiv mic se va numi prescurtat criteriul *CE* utilizîndu-se pentru bobine construite cu coloane (*CEd*) sau construite în manta (*CEa*).

1. Stabilirea relaţiilor de dimensionare optimă

Se dau prin temă: inductivitatea L_n, curentul termic I_T, curentul pînă la care induc-

* Institutul de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru automatizări — IPA — Bucureşti.

tivitatea rămîne constantă I_n și temperatura mediului ambiant τ_a.

Criteriul *CE* derivă din criteriul *E* (al minimului de volum efectiv) [2], deoarece se dorește și obținerea unui volum efectiv apropiat de minimul absolut, deci sîntem în fața unei probleme de minim de preț condiționat de volumul efectiv.

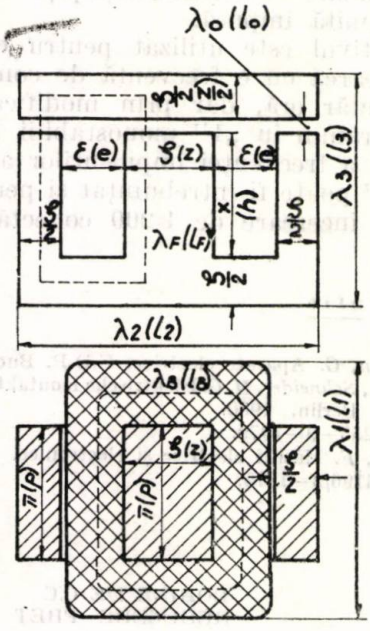


Fig. 1. Forma tolei și secțiune transversală prin bobina construită în manta.

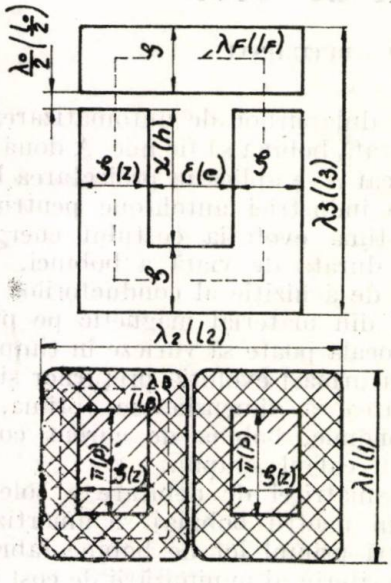


Fig. 2. Forma tolei și secțiune transversală prin bobina construită cu coloane.

În relația de definiție a inductanței $L = N.S'_F.(\mathrm{d}B/\mathrm{d}i)$, valabilă pentru orice punct al curbei de magnetizare [3], se poate exprima numărul de spire $N = eh.F_u/S_c$ considerînd că în construcția unei bobine cu volum minim posibil sau cu preț de cost minim, va trebui umplută suprafața ferestrei $S_f = e.h$ (fig. 1,2) cu spirele N ale bobinajului; unde F_u este raportul între secțiunea neizolată S_c și dreptunghiul circumscris secțiunii izolate a conductorului. Secțiunea activă a fierului poate fi exprimată $S'_F = p.z.f_F$, ca funcție de dimensiunile p și z ale secțiunii dreptunghiulare a miezului și de factorul de umplere datorat izolației tolelor f_F. Relația de definiție a inductanței devine:

$$L = \frac{e \cdot h \cdot F_u \cdot p \cdot z \cdot f_F}{S_c} \cdot \frac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}i},$$

iar produsul dimensiunilor geometrice:

$$p \cdot z \cdot e \cdot h = \frac{L \cdot S_c}{F_u \cdot f_F \cdot \dfrac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}i}} = \frac{L \cdot I_T}{F_u \cdot f_F \cdot \dfrac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}i} \cdot J_a},$$

unde J_a este densitatea de curent admisă.

Minimizarea produsului *pzeh* va fi obținută printre altele dacă se alege valoarea maximă posibilă a derivatei $(\mathrm{d}B/\mathrm{d}i)$, care se realizează cu foarte bună aproximație pe toată porțiunea liniară a caracteristicii de magnetizare și numai pe această porțiune; în consecință se va urmări ca la curentul maxim de lucru al bobinei I_n, materialul magnetic să fie solicitat cu inducția critică B_c pînă la care nu începe să se satureze; în această situație derivata $\mathrm{d}B/\mathrm{d}i$ poate fi înlocuită cu raportul B_c/I_n.

În ipoteza că întrefierul (l_0) necesar modifică cu o cantitate neglijabilă volumul efectiv al bobinei, ipoteză adevărată deoarece întrefierul rezultă de ordinul $10 \div 20$ mm [2], se calculează acesta din condiția impusă de legea circuitului magnetic:

$$N \cdot I_n = H_F l_F + H_0 \cdot l_0 = H_F(B_c) \cdot l_F + \left(\frac{B_c}{\mu_0}\right) \cdot l_0$$

și se asigură în acest fel egalitatea $\mathrm{d}B/\mathrm{d}i = B_c/I_n$, la curentul I_n. H_F, H_0 sînt intensitățile cîmpului magnetic în fier și respectiv întrefier, corespunzătoare inducției critice B_c.

Se admite că evacuarea căldurii se face numai prin exteriorul bobinajului deoarece carcasa împiedică degajarea spre miez, iar căderea de temperatură pe grosimea bobinajului este neglijabilă [2]; grosimea bobinajului va fi mică la bobinele dimensionate după acest criteriu (*CE*), $3 \div 5$ straturi [2]. În această situație se exprimă densitatea de curent de calcul, funcție de lățimea ferestrei e:

$$J_c = \sqrt{\frac{\alpha(\tau_i - \tau_a)}{q \cdot \rho \cdot \eta \cdot e}}, \qquad (1)$$

unde :

τ_i este temperatura corespunzătoare clasei de izolaţie a conductorului (°C)

ρ — rezistivitatea conductorului (Ω.m)

η — raportul între latura (diametrul) neizolată şi izolată a secţiunii conductorului (latura perpendiculară pe axul bobinei)

α — coeficientul de evacuare a căldurii prin convecţie şi radiaţie (W/m² °C)

q — 1/2 pentru construcţia „cu coloane"; $q = 1$ pentru construcţia „în manta".

Produsul dimensiunilor geometrice devine, după explicitarea raportului $dB/di = B_c/I_n$ şi a densităţii de curent J_a:

$$p \cdot z \cdot \sqrt{e \cdot h} = \frac{L_n \cdot I_n \cdot I_T}{F_u \cdot f_F \cdot B_c} \cdot \sqrt{\frac{\rho \cdot \eta \cdot q}{\alpha(\tau_i - \tau_a)}} = u^{\frac{7}{2}}. \quad (2)$$

Observînd că mărimea :

$$u = \left(\frac{L_n \cdot I_T \cdot I_n}{F_u \cdot f_F \cdot B_c}\right)^{\frac{2}{7}} \left[\frac{\rho \cdot \eta \cdot q}{\alpha(\tau_i - \tau_a)}\right]^{\frac{1}{7}}, \quad (3)$$

are dimensiuni de lungime şi că ea este determinată univoc de datele temei şi de solicitările specifice ale materialelor active alese, vom folosi această mărime u ca unitate specifică de măsură a lungimilor, în continuare, la dimensionarea bobinei. Cu această convenţie dimensiunile bobinei devin : $e = \varepsilon.u$, $h = \chi.u$, $p = \pi.u$, $z = \zeta.u$. Din (2), prin substituţie se obţine acum :

$$\pi \cdot \zeta \cdot \sqrt{\varepsilon} \cdot \chi \cdot u^{\frac{7}{2}} = u^{\frac{7}{2}},$$

deci :

$$\pi \cdot \zeta \cdot \sqrt{\varepsilon} \cdot \chi = 1. \quad (4)$$

Relaţia (4) arată că numărul de variabile independente (mărimi geometrice), care determină volumul bobinei este de 3, fiindcă există o legătură între variabilele π, ζ, ε, χ. În acelaşi mod se adoptă ca unitate specifică de măsură a suprafeţelor $s = u^2$ şi ca unitate specifică de măsură a volumelor $v = u^3$.

Volumul efectiv al bobinei se compune din volumul fierului şi al bobinajului : $V_E = V_{EF} + V_{EB}$ sau, dacă se exprimă volumele în unităţi specifice de volum v :

$$V_E = \beta_E \cdot v = \beta_{EF} \cdot v + \beta_{EB} \cdot v. \quad (5)$$

Volumul efectiv poate fi exprimat funcţie de dimensiunile geometrice pentru construcţia în manta :

$$V_{Ea} = V_{EFa} + V_{EBa} =$$
$$= 2pz(e + h + z) + 2eh(2e + p + z),$$
$$\beta_{Ea} = \beta_{EFa} + \beta_{EBa} =$$
$$= 2\pi\zeta(\varepsilon + \chi + \zeta) + 2\varepsilon \cdot \chi(2 \cdot \varepsilon + \pi + \zeta) \quad (6)$$

şi pentru construcţia „cu coloane"

$$V_{Ed} = V_{EFd} + V_{EBd} =$$
$$= 2pz(e + h + 2z) + 2eh(p + z + e),$$
$$\beta_{Ed} = \beta_{EFd} + \beta_{EBd} =$$
$$= 2\pi\zeta(\varepsilon + \chi + 2\zeta) + 2 \cdot \varepsilon \cdot \chi(\pi + \zeta + \varepsilon). \quad (7)$$

Pentru uşurarea calculelor se introduc următoarele schimbări de variabilă :

$$\omega = \frac{\pi}{\zeta}, \quad \sigma = \varepsilon \cdot \chi, \quad \varepsilon = \varepsilon. \quad (8)$$

Noile variabile independente fără dimensiuni ε, σ, ω au următoarea semnificaţie fizică :

ε reprezintă lăţimea ferestrei, exprimată în unităţi specifice de lungime u

σ — suprafaţa secţiunii transversale prin bobinaj (perpendiculară pe axul spirelor), exprimată în unităţi specifice de suprafaţă $s = u^2$;

ω — raportul între dimensiunile π şi ζ ale suprafeţei transversale a miezului de fier.

Volumele β_{Ea} şi β_{Ed} date în relaţiile (6) şi (7) pot fi exprimate în funcţie de cele trei variabile independente, ţinînd seama şi de relaţia (4) :

$$\beta_{Ea} = \beta_{EFa} + \beta_{EBa} = 2[\varepsilon^{\frac{1}{2}} \cdot \sigma^{-1}(\sigma \cdot \varepsilon^{-1} + \varepsilon +$$
$$+ \varepsilon^{\frac{1}{4}} \cdot \sigma^{-\frac{1}{2}} \cdot \omega^{-\frac{1}{2}}) + \sigma(\varepsilon^{\frac{1}{4}} \cdot \omega^{\frac{1}{2}} \cdot \sigma^{-\frac{1}{2}} +$$
$$+ \varepsilon^{\frac{1}{4}} \cdot \sigma^{-\frac{1}{2}} \cdot \omega^{-\frac{1}{2}} + 2\varepsilon)].$$

Primul termen reprezintă volumul fierului, iar al doilea volumul bobinajului, ambii exprimaţi în unităţi specifice de volum „v"

$$\beta_{Ed} = \beta_{EFd} + \beta_{EBd} = 2[\varepsilon^{\frac{1}{2}} \cdot \sigma^{-1}(\sigma \cdot \varepsilon^{-1} + \varepsilon +$$
$$+ 2 \cdot \varepsilon^{\frac{1}{4}} \cdot \sigma^{-\frac{1}{2}} \cdot \omega^{-\frac{1}{2}}) + \sigma(\varepsilon + \varepsilon^{\frac{1}{4}} \cdot \omega^{\frac{1}{2}} \cdot \sigma^{-\frac{1}{2}} +$$
$$+ \varepsilon^{\frac{1}{4}} \cdot \sigma^{-\frac{1}{2}} \cdot \omega^{-\frac{1}{2}})].$$

Figurile 3, 4 reprezintă curbele de încadrare în toleranţele de 2%, 5%, 10% ale abaterii de la volumul relativ minim β_{Em}, obţinut după rezolvarea sistemului cu trei ecuaţii care a rezultat în urma derivării parţiale [2]. Aceste

curbe s-au obținut matematic fixînd variabila independentă ω la valoatea optimă ω_0, rezultată din rezolvarea sistemului de trei ecuații cu trei necunoscute (ε, σ, w) și făcînd intersecții între suprafața $\beta_E(\varepsilon, \sigma)$ (suprafață din

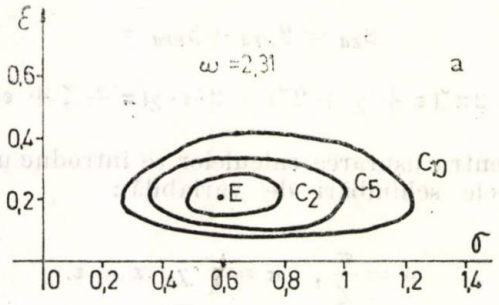


Fig. 3. Curbele de încadrare în toleranțele de 2, 5, 10% a abaterii de la volumul minim pentru construcția în manta.

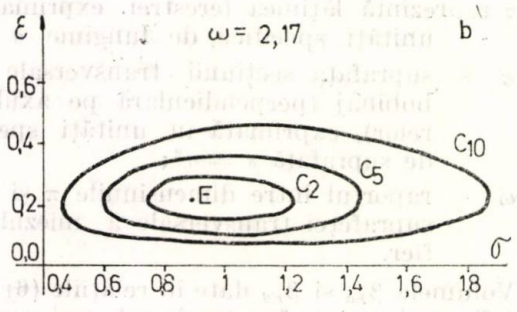


Fig. 4. Curbele de încadrare în toleranțele de 2, 5, 10% a abaterii de la volumul minim pentru construcția cu coloane.

punct de vedere analitic) cu planurile $\beta_E = \text{constant} = 1{,}02 \cdot \beta_{Em}$; $\beta_E = 1{,}05 \cdot \beta_{Em}$; $\beta_E = 1{,}1 \cdot \beta_{Em}$, planuri care sînt perpendiculare pe axa β_E. S-a verificat [2], că menținînd celelalte două variabile ε și σ la valorile lor optime, corespunzătoare punctului E din figura 3, 4 volumul efectiv β_E crește cu o cantitate neînsemnată pentru o variație a lui ω în limite relativ largi $1{,}75 < \omega < 2{,}5$.

Volumele minime sînt :

pentru construcția „în manta" : $\beta_{Ema} = 8{,}35$,

pentru construcția „cu coloane" : $\beta_{Ema} = 8{,}7$. (8)

Se observă că la lățimea ferestrei $e = 0{,}21 \cdot u$, volumul efectiv al bobinei nu crește mai mult de 10% pentru variații mari ale suprafeței ferestrei ($\sigma \cdot u$), deci ale volumului bobinajului. Suprafața și volumul bobinajului vor influența considerabil prețul total al bobinei; se alege deci ca variabilă independentă, suprafața ferestrei „σ", exprimată în unități specifice de suprafață.

Expresia densității de curent de calcul din (1) devine, după înlocuirea $e = \varepsilon \cdot u$:

$$J_c = \sqrt{\frac{\alpha(\tau_i - \tau_a)}{q \cdot \rho \cdot \eta \cdot \varepsilon \cdot u}} \cdot \qquad (9)$$

Cu $\varepsilon = 0{,}21$, după alegerea materialelor active, se calculează J_c, apoi secțiunea conductorului necesar $S_c = I_T/J_c$ și se poate cunoaște din tabelele de preț, costul conductorului (C_c) de această secțiune. S-a ales acest mod de aflare a prețului conductorului izolat, deoarece cheltuielile de fabricație a conductorului cresc cu scăderea secțiunii, datorită trecerilor repetate prin trefilor și prin dispozitivele de izolare; energia necesară la trefilare este mai mare, duzele se uzează mai repede, cantitatea de izolație necesară pentru aceeași tensiune de străpungere este mai mare cu cît scade secțiunea conductorului, pentru aceeași greutate de material conductor blanc.

Cu notațiile γ_F = densitatea fierului electrotehnic, C_F = costul acestui material magnetic

Tabelul 1

Tablă laminată la rece		Tablă laminată la cald		Conductor de cupru izolat		Folie de aluminiu izolată cu email	
Tip	lei/kg	Tip	lei/kg	Tip	lei/kg	Tip	lei/kg
gros							
0,3 mm	22,29	E41	10	emailat		bandă	
0,28 mm	20,05	gros		clasă F		emailată	
		0,35		d = 0,07 mm	226	groasă	
		mm		= 0,10 mm	150	1,545 mm	20
		E42		= 0,15 mm	121		
		gros	10	= 0,20 mm	104	folie	
		0,5		= 0,30 mm	92	emailată	
		mm		= 0,50 mm	85	groasă	
				= 0,90 mm	79	0,175 mm	75
				= 2÷3 mm	77	0,71 mm	20
						0,025 mm	75
				profilate izolate cu sticlă P2S			
				9 mm²	90		
				60 mm²	86		

(lei/kg), γ_c = densitatea conductorului izolat, C_c = costul conductorului izolat (lei/kg) și considerînd factorul de umplere al fierului aproape unitar pentru secțiunea dreptunghiulară a miezului, iar factorul de umplere al bobinajului (f_B) subunitar din cauza creșterii volumului de material conductor față de volumul calculat, datorită „umflărilor" ce iau naștere în procesul de bobinare, rezultă prețul:

$$C = \beta_{EF} \cdot v \cdot \gamma_F \cdot C_F + \beta_{EB} \cdot v \cdot f_B \cdot \gamma_c \cdot C_c =$$

$$= (\beta_{EF} \cdot \gamma_F \cdot C_F + \beta_{EB} \cdot f_B \cdot \gamma_c \cdot C_c) \cdot v = c \cdot v$$

$$C = c \cdot v, \qquad (10)$$

unde c este costul raportat la unitatea specifică de volum „v". Se caută mai întîi minimul costului relativ „c".

Pentru construcția în manta:

$$c_a = 2 \cdot \varepsilon^{\frac{1}{2}} \cdot \sigma^{-1} (\varepsilon + \sigma \cdot \varepsilon^{-1} + \varepsilon^{\frac{1}{4}} \cdot \sigma^{-\frac{1}{2}} \cdot \omega^{-\frac{1}{2}}) \gamma_F C_F +$$

$$+ 2\sigma (2 \cdot \varepsilon + \varepsilon^{\frac{1}{4}} \cdot \omega^{-\frac{1}{2}} \cdot \sigma^{-\frac{1}{2}} + \varepsilon^{\frac{1}{4}} \cdot \omega^{\frac{1}{2}} \cdot \sigma^{-\frac{1}{2}}) f_B \cdot \gamma_c \cdot C_c.$$

Pentru construcția cu coloane:

$$c_d = 2 \cdot \varepsilon^{\frac{1}{2}} \cdot \sigma^{-1} (\sigma \cdot \varepsilon^{-1} + \varepsilon + 2\varepsilon^{\frac{1}{4}} \cdot \sigma^{-\frac{1}{2}} \cdot \omega^{-\frac{1}{2}}) \gamma_F C_F +$$

$$+ 2\sigma (\varepsilon + \varepsilon^{\frac{1}{4}} \cdot \omega^{\frac{1}{2}} \cdot \sigma^{-\frac{1}{2}} + \varepsilon^{\frac{1}{4}} \cdot \sigma^{-\frac{1}{2}} \cdot \omega^{-\frac{1}{2}}) f_B \gamma_c . C_c . \quad (11).$$

Deoarece se caută minimul de cost cu condiția obținerii unui volum efectiv mic [2], se aleg valorile $\omega = \omega_{oa} = 2{,}31$; $\omega = \omega_{od} = 2{,}17$ și deoarece pentru $\varepsilon = \varepsilon_{oa} = \varepsilon_{od} = 0{,}21$ variații mari pentru secțiunea transversală a bobinajului izolat ($\sigma \cdot u^2$) și deci variații mari pentru prețul de cost conduc la creșteri mici pentru volumul efectiv, se adoptă $\varepsilon = \varepsilon_{oa} = \varepsilon_{od} = 0{,}21$ (fig. 3, 4). Rezultă costul relativ ca funcție numai de variabila „σ", iar minimul de preț care se va obține pentru $\sigma = \sigma_{ocE}$ este dat de ecuația:

Pentru construcția în manta (indice a):

$$\frac{dc_a}{d\sigma} = (-2 \cdot 0{,}21^{\frac{3}{2}} \cdot \sigma^{-2} - 3 \cdot 0{,}21^{\frac{3}{4}} \cdot 2{,}31^{-\frac{1}{2}} \cdot \sigma^{-\frac{5}{2}}) \cdot$$

$$\cdot \gamma_F \cdot C_F + [4 \cdot 0{,}21 + 0{,}21^{\frac{1}{4}} (2{,}31^{-\frac{1}{2}} +$$

$$+ 2{,}31^{\frac{1}{2}}) \sigma^{-\frac{1}{2}}] f_B \gamma_c C_c = 0$$

Această ecuație poate fi scrisă sub forma $F_{1a}(\sigma) = \Phi_{2a}(\sigma)$, unde $\Phi_{2a}(\sigma) = F_{2a}(\sigma) \cdot m$.

$$F_{1a}(\sigma) = 2 \cdot 0{,}21^{\frac{3}{2}} \cdot \sigma^{-2} + 3 \cdot 0{,}21^{\frac{3}{4}} \cdot 2{,}31^{-\frac{1}{2}} \cdot \sigma^{-\frac{5}{2}}$$

$$\Phi_{2a}(\sigma) = F_{2a}(\sigma) \cdot m = [4 \cdot 0{,}21 + 0{,}21^{\frac{1}{4}} (2{,}31^{-\frac{1}{2}} +$$

$$+ 2{,}31^{\frac{1}{2}}) \cdot \sigma^{-\frac{1}{2}}] \frac{\gamma_c C_c f_B}{\gamma_F C_F}.$$

S-au trasat pe același grafic (fig. 5) funcțiile $F_{1a}(\sigma)$ și $\Phi_{2a}(\sigma)$, pentru valori ale variabilei „σ" cuprinse între $0{,}25 < \sigma < 1{,}25$ (fig. 3) și pentru valori ale parametrului m definit mai jos, cuprinse în gama de valori întîlnită în practică.

$$m = \frac{\gamma_c \cdot C_c f_B}{\gamma_F \cdot C_F}. \qquad (12)$$

Soluția ecuației $\frac{dc_a}{d\sigma} = 0$, care dă valoarea optimă a variabilei „σ", este $\sigma_o C_{Ea}$ și se găsește la intersecția curbelor $F_{1a}(\sigma)$ cu $\Phi_{2a}(\sigma)$.

Pentru construcția cu coloane (indice „d"):

$$\frac{dc_d}{d\sigma} = (-2 \cdot 0{,}21^{\frac{3}{2}} \cdot \sigma^{-2} - 6 \cdot 0{,}21^{\frac{3}{4}} \cdot 2{,}17^{-\frac{1}{2}} \cdot \sigma^{-\frac{5}{2}}) \cdot$$

$$\cdot \gamma_F C_F + [2 \cdot 0{,}21 + 0{,}21^{\frac{1}{4}} (2{,}17^{\frac{1}{2}} +$$

$$+ 2{,}17^{-\frac{1}{2}}) \sigma^{-\frac{1}{2}}] f_B \gamma_c C_c = 0.$$

Ecuația de mai sus poate fi scrisă sub forma $F_{1d}(\sigma) = \Phi_{2d}(\sigma)$, unde $\Phi_{2d}(\sigma) = F_{2d}(\sigma) \cdot m$:

$$F_{1d}(\sigma) = 2 \cdot 0{,}21^{\frac{3}{2}} \cdot \sigma^{-2} + 6 \cdot 0{,}21^{\frac{3}{4}} \cdot 2{,}17^{-\frac{1}{2}} \cdot \sigma^{-\frac{5}{2}},$$

$$\Phi_{2d}(\sigma) = F_{2d}(\sigma) \cdot m =$$

$$= [2 \cdot 0{,}21 + 0{,}21^{\frac{1}{4}} (2{,}17^{\frac{1}{2}} + 2{,}17^{-\frac{1}{2}}) \sigma^{-\frac{1}{2}}] \cdot \frac{\gamma_c C_c f_B}{\gamma_F \cdot C_F}.$$

S-au trasat pe același grafic (fig. 6) funcțiile $F_{1d}(\sigma)$ și $\Phi_{2d}(\sigma)$, pentru valori ale variabilei „σ" cuprinse între $0{,}4 < \sigma < 1{,}5$ conform cu figura 4 și pentru valori ale parametrului m (vezi rel. 12) cuprinse în gama de valori întîlnită în practică. Soluția ecuației $\frac{dc_d}{d\sigma} = 0$, care dă valoarea optimă a variabilei „σ" este $\sigma_o C_{Ea}$ și se găsește la intersecția curbelor $F_{1d}(\sigma)$ cu $\Phi_{2a}(\sigma)$.

Rezolvarea ecuației cu coeficienți reali $\frac{dc}{d\sigma} = 0$ prezintă interes în cazul cîtorva materiale mai des folosite, ca tabla silicioasă laminată la rece, laminată la cald, conductor de cupru izolat cu email sau sticlă, folie de aluminiu izolată cu email. Se întîlnesc deci patru valori uzuale pentru $\sigma_o C_E$ în cadrul fiecărui tip constructiv de bobină („în manta" sau „cu coloane"), care corespund la patru valori distincte pe care le ia parametrul de material m în cazul fiecărei perechi de materiale active. În general, pentru un număr j de materiale magnetice și t de materiale conductoare rezultă $j \cdot t$ perechi pentru care se calculează prețul minim condiționat de volum la fiecare schimbare de preț anunțată de fabricile furnizoare de materiale active, cunoscînd că plaja de valori în care se caută valoarea σ_{ocE} este impusă de condiția ca volumul efectiv minim să nu fie depășit cu mai mult decît procentul cerut prin temă (fig. 3, 4) [2].

Pentru calculul prețului raportat la unitatea specifică de volum v (prețul relativ), se calculează mai întîi volumele β_{EF} și β_{EB} (10, 11); cu acestea se calculează costul C din (10), volumul efectiv V_E din (5) și greutatea:

$$G = \beta_{EF} \cdot v \cdot \gamma_F + \beta_{EB} \cdot v \cdot \gamma_B \cdot f_B. \quad (13)$$

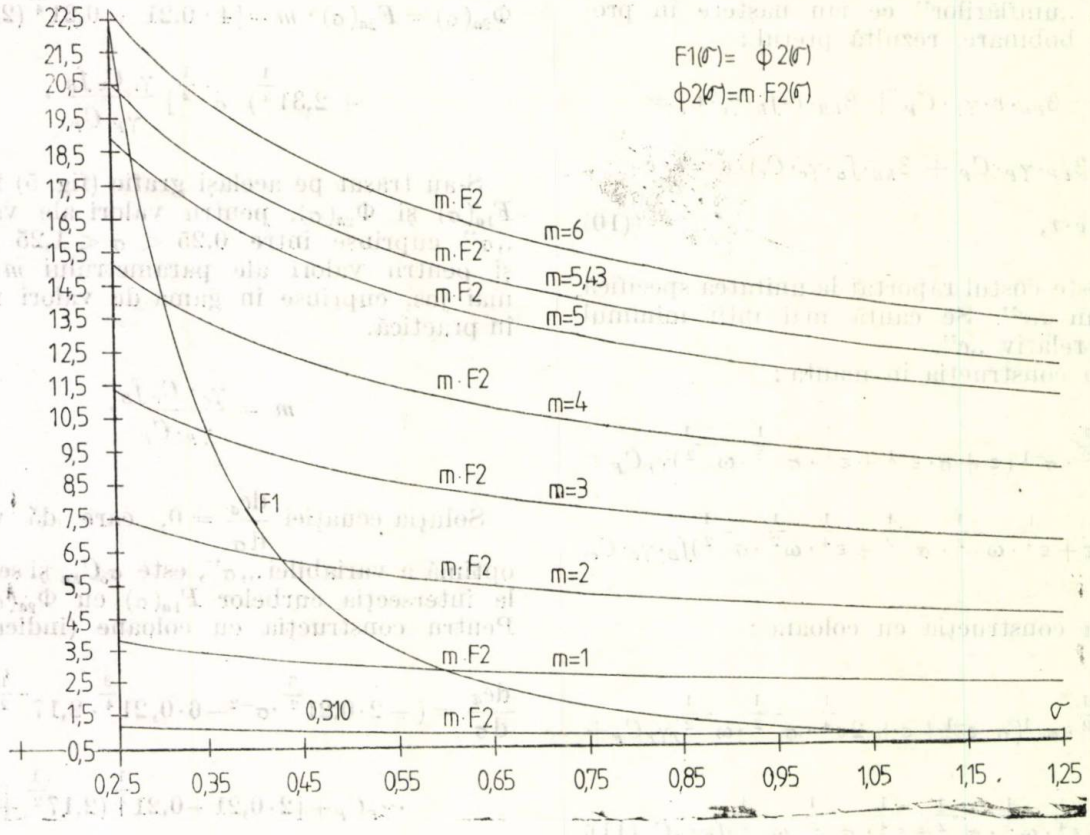


Fig. 5. Curbele ajutătoare pentru găsirea rapidă pe cale grafică a soluției σ_{OCE} corespunzătoare costului minim condiționat al bobinei construită în manta.

2. Posibilități ale proiectantului de diminuare a efortului de pregătire a fabricației

Calculul de proiectare după criteriul minimului de cost condiționat de volumul efectiv, conduce la alcătuirea unui tabel comparativ cu costul, volumul efectiv și greutatea celor $j \cdot t$ bobine posibile, dintre care se construiește numai una, aceea care satisface cerințele beneficiarului ca volum efectiv și greutate; dar aceasta va îndeplini și cerințele de fabricație deoarece are costul materialelor active minimizat (calculul de proiectare pentru bobina BFS 170, $L_n = 5$ mH, $I_n = 220$ A, $I_T = 170$ A, arată că minimul de cost condiționat de volumul efectiv se situează la 6% față de minimul de cost absolut).

Compartimentul de proiectare de la fabricant poate refolosi o construcție alcătuită după criteriul CE folosind aceleași materiale active, avînd certitudinea că pentru secțiuni ale conductorului care nu schimbă prețul lui poate fi livrat un număr mare de tipuri de bobine cu date nominale diferite L_n, I_n, I_T, bobine care corespund în aceeași măsură exigențelor de preț, volum efectiv, greutate. Avantajul constă în refolosirea miezului magnetic, deci a matriței de ștanțare și a carcasei bobinajului; dimensiunile finale ale bobinei rezultă aceleași.

Se observă (3) că pentru aceleași materiale active folosite și aceeași temperatură a mediului ambiant în exploatare, unitatea specifică de volum v este determinată de factorul W deoarece factorul k rămîne constant:

$$V = \left[\frac{q\cdot\rho\cdot\eta}{\alpha(\tau_v-\tau_a)}\right]^{\frac{3}{7}}\left(\frac{1}{F_u\cdot f_F\cdot B_c}\right)^{\frac{6}{7}}\cdot$$

$$(L_n\cdot I_n\cdot I_T)^{\frac{6}{7}} = k(L_n\cdot I_n\cdot I_T)^{\frac{6}{7}} = k\cdot W. \quad (14)$$

Volumul efectiv al bobinei (5) devine:

$$V_E = \beta_E\cdot k\cdot W.$$

Volumul β_E exprimat în unități specifice de volum v este univoc determinat (10. 11) în cadrul criteriului de optimizare E [2], sau CE; rezultă deci că volumul acestor bobine care au același k și β_E este același dacă W este constant.

Se poate completa prospectul care conține tabelul cu tipodimensiunile de bobine fabricate cu diagrama din figura 7, care pune la dispo-

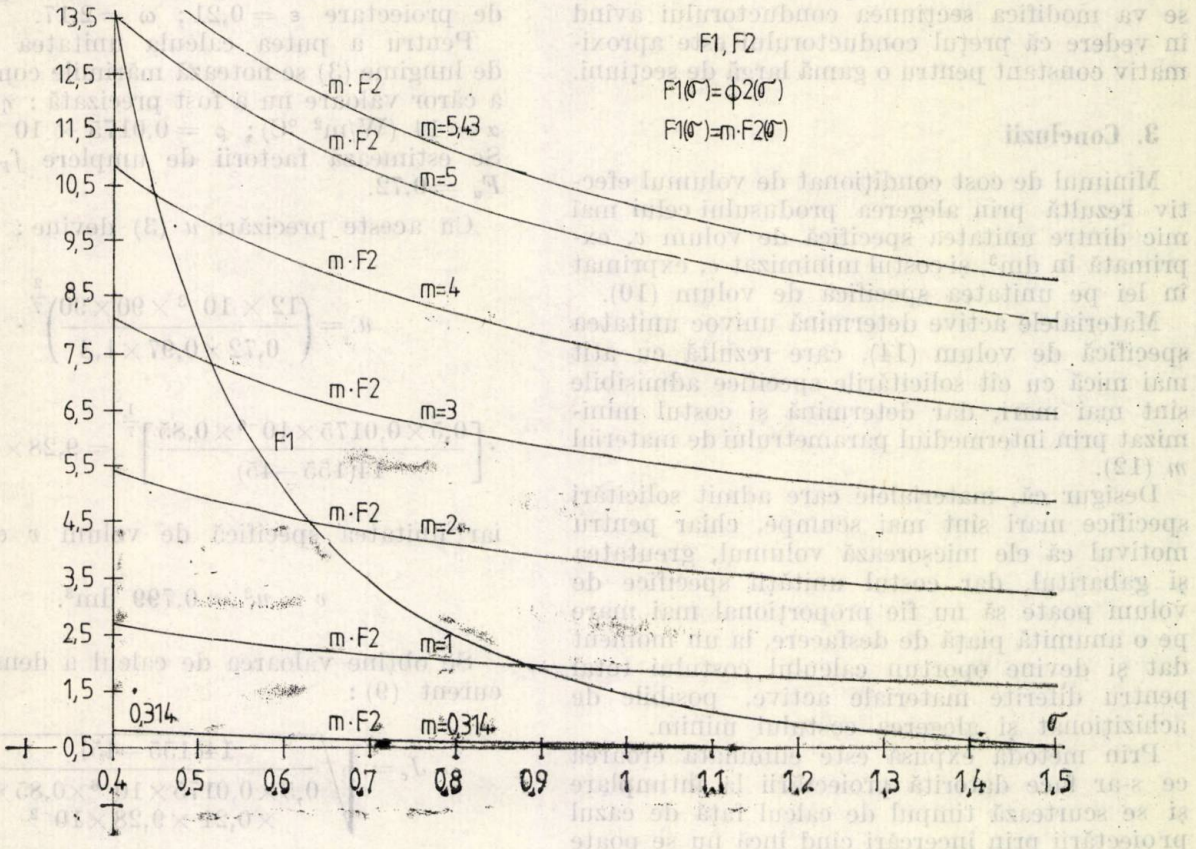


Fig. 6. Curbele ajutătoare pentru găsirea rapidă, pe cale grafică a soluției σ_{OCE} corespunzătoare costului minim condiționat al bobinei construită cu coloane.

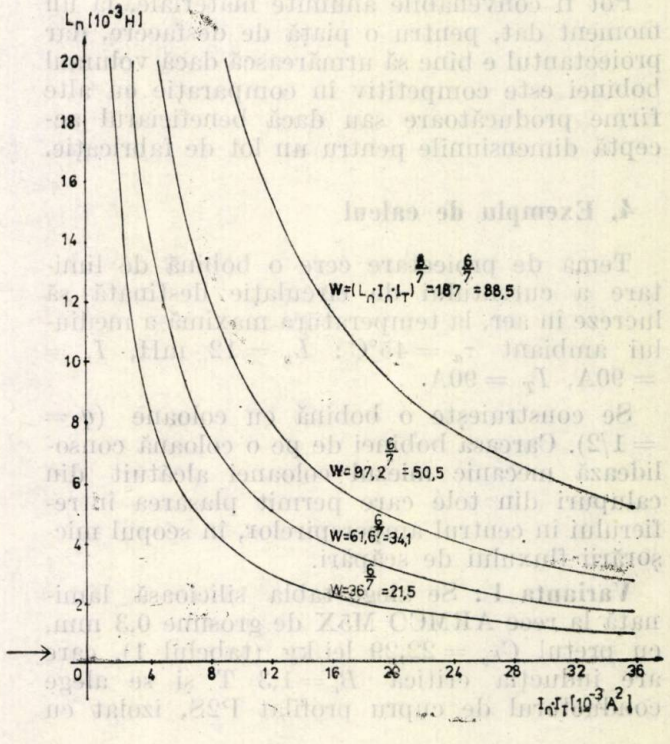


Fig. 7. Graficul centralizator al seriei de tipodimensiuni optimizate și care pot fi construite de fabrica furnizoare, fără efort suplimentar de proiectare, de execuție a șablonului pentru bobinare, a carcasei bobinajului și a matriței de debitare a tolelor.

ziția și altor beneficiari probabili, posibilitatea de a formula comenzi pentru bobine care au factorul $W = (L_n I_n I_T)^{6/7}$ egal cu factorul W al unei tipodimensiuni deja construită, la care se va modifica secțiunea conductorului avînd în vedere că prețul conductorului este aproximativ constant pentru o gamă largă de secțiuni.

3. Concluzii

Minimul de cost condiționat de volumul efectiv rezultă prin alegerea produsului celui mai mic dintre unitatea specifică de volum v, exprimată în dm³, și costul minimizat c, exprimat în lei pe unitatea specifică de volum (10).

Materialele active determină univoc unitatea specifică de volum (14), care rezultă cu atît mai mică cu cît solicitările specifice admisibile sînt mai mari, dar determină și costul minimizat prin intermediul parametrului de material m (12).

Desigur că, materialele care admit solicitări specifice mari sînt mai scumpe, chiar pentru motivul că ele micșorează volumul, greutatea și gabaritul, dar costul unității specifice de volum poate să nu fie proporțional mai mare pe o anumită piață de desfacere, la un moment dat și devine oportun calculul costului total pentru diferite materiale active, posibile de achiziționat și alegerea costului minim.

Prin metoda expusă este eliminată eroarea ce s-ar face datorită proiectării la întîmplare și se scurtează timpul de calcul față de cazul proiectării prin încercări cînd încă nu se poate ști care este abaterea de la minimum de volum efectiv, care reprezintă un criteriu de optimizare universal.

Pot fi convenabile anumite materiale, la un moment dat, pentru o piață de desfacere, dar proiectantul e bine să urmărească dacă volumul bobinei este competitiv în comparație cu alte firme producătoare sau dacă beneficiarul acceptă dimensiunile pentru un lot de fabricație.

4. Exemplu de calcul

Tema de proiectare cere o bobină de limitare a curentului de circulație destinată să lucreze în aer, la temperatura maximă a mediului ambiant $\tau_a = 45°C$: $L_n = 12$ mH, $I_n = 90$A, $I_T = 90$A.

Se construiește o bobină cu coloane ($q = 1/2$). Carcasa bobinei de pe o coloană consolidează mecanic miezul coloanei alcătuit din calupuri din tole care permit plasarea întrefierului în centrul amperspirelor, în scopul micșorării fluxului de scăpări.

Varianta 1: Se alege tabla silicioasă laminată la rece ARMCO M5X de grosime 0,3 mm, cu prețul $C_{Fe} = 22{,}29$ lei/kg (tabelul 1), care are inducția critică $B_c = 1{,}3$ T și se alege conductorul de cupru profilat P2S, izolat cu două straturi de fire de sticlă, impregnate cu rășină epoxidică (clasă de izolație F cu temperatura admisă $\tau_i = 155°C$).

Din considerentele prezentate se aleg valorile de proiectare $\varepsilon = 0{,}21$; $\omega = 2{,}17$.

Pentru a putea calcula unitatea specifică de lungime (3) se notează mărimile componente a căror valoare nu a fost precizată: $\eta = 0{,}85$; $\alpha = 14$ (W/m² °C); $\rho = 0{,}0175 \times 10^{-6}$ ($\Omega \cdot$m). Se estimează factorii de umplere $f_F = 0{,}97$; $F_u = 0{,}72$.

Cu aceste precizări u (3) devine:

$$u = \left(\frac{12 \times 10^{-3} \times 90 \times 90}{0{,}72 \times 0{,}97 \times 1{,}3}\right)^{\frac{2}{7}} \cdot$$

$$\cdot \left[\frac{0{,}5 \times 0{,}0175 \times 10^{-6} \times 0{,}85}{14(155-45)}\right]^{\frac{1}{7}} = 9{,}28 \times 10^{-2} \text{ m},$$

iar unitatea specifică de volum v este:

$$v = u^3 = 0{,}799 \text{ dm}^3.$$

Se obține valoarea de calcul a densității de curent (9):

$$J_c = \sqrt{\frac{14(155-45)}{0{,}5 \times 0{,}0175 \times 10^{-6} \times 0{,}85 \times \\ \times 0{,}21 \times 9{,}28 \times 10^{-2}}} =$$

$$= 3{,}26 \times 10^6 \text{ A/m}^2,$$

iar secțiunea de calcul a conductorului rezultă $S_{cc} = I_T/J_c = 90/3{,}26 = 27{,}6$ mm². Se alege conductorul a cărui secțiune este $S_c = 4{,}5 \times 7{,}1$ mm² cu prețul $C_c = 86$ lei/kg. Parametrul de material m (12) are valoarea: $m = 8{,}9 \times 86/7{,}8 \times 22{,}29 = 4{,}4$ și din figura 6 rezultă intersecția curbei $F1(\sigma)$ cu curba 4,4 $F2(\sigma)$ în punctul cu abscisa $\sigma_{OCE} = 0{,}43$.

Se calculează volumele relative (10, 11):

$$\beta_{EdF} = \frac{2\sqrt{0{,}21}}{0{,}43}\left(\frac{0{,}43}{0{,}21} + 0{,}21 + \right.$$

$$\left. + \frac{2\sqrt[4]{0{,}21}}{\sqrt{0{,}43}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2{,}17}}\right) = 7{,}79,$$

$$\beta_{FdB} = 2 \cdot 0{,}43\left(0{,}21 + \sqrt[4]{0{,}21}\frac{\sqrt{2{,}17}}{\sqrt{0{,}43}} + \right.$$

$$\left. + \frac{\sqrt[4]{0{,}21}}{\sqrt{0{,}43}\sqrt{2{,}17}}\right) = 2{,}09.$$

Se calculează costul raportat la unitatea specifică de volum (10); deoarece densitatea s-a exprimat în kg/dm³ se lucrează cu unitatea specifică de volum v în dm³:

$$c_d = \beta_{EdF} \cdot \gamma_F \cdot C_F + \beta_{EdB} \cdot \gamma_B C_c =$$

$$= 7{,}79 \times 7{,}8 \times 22{,}29 + 2{,}09 \times 8{,}9 \times 86 = 2\,956 \text{ lei.}$$

Costul bobinei (10):

$$C = c_d \cdot v = 2956 \times 0{,}799 = 2361{,}94 \text{ lei,}$$

iar volumul efectiv al bobinei va fi (5):

$$V = (\beta_{EdF} + \beta_{EdB})\, v = 9{,}88 \times 0{,}799 = 7{,}89 \text{ dm}^3.$$

Greutatea (13):

$$G = 7{,}79 \times 0{,}799 \times 7{,}8 + 2{,}09 \times 0{,}799 \times$$

$$\times 8{,}9 = 63{,}41 \text{ kg.}$$

Pentru comparație s-au calculat încă trei combinații de materiale uzuale și s-a întocmit tabelul 2.

Tabelul 2

Varianta	Materialul magnetic	Materialul conductor	Costul bobinei, lei	Volumul efectiv, dm³	Greutatea, kg
1	Tolă laminată la rece ARMCO M5	Cupru profilat izolat în sticlă P2S	2362	7,89	63,4
2	Tolă laminată la cald	Cupru profilat izolat în sticlă P2S	2376	11,1	89
3	Tolă laminată la rece ARMCO M5	Folie de Al izolată cu email clasă E gros 1,545 mm	1301	10,94	59,7
4	Tolă laminată la cald	Folie de Al izolată cu email clasă E gros 1,545 mm	932	13,5	79,2

5. Varianta a II-a. Costul total

În varianta a II-a intră în cost pe lîngă materialele componente și costul (Ce) al energiei electrice (E) consumată prin efect Joule în înfășurarea bobinei pe o durată medie de viață (T) estimată la 20 de ani în care durata de acționare (DA) în sarcină nominală (I_T) ar fi $DA = 50\%$ corespunzătoare unui coeficient $a = 0{,}5$:

$$E = \beta_{EB} \cdot v \cdot F_u \cdot f_B \cdot \rho \cdot J_c^2 \cdot T \cdot a,$$

Rezultă prețul total al fierului conductorului și al energiei consumată în exploatare:

$$C = \beta_{EF} \cdot v \cdot \gamma_F \cdot C_F + \beta_{EB} \cdot v \cdot f_B \gamma_c \cdot C_c +$$

$$+ \beta_{EB} \cdot v \cdot f_B \cdot F_u \cdot \rho \cdot J_c^2 \cdot T \cdot a \cdot C_e, \qquad (15)$$

iar costul raportat la unitatea specifică de volum „v" devine:

$$c = \beta_{EF} \cdot \gamma_F \cdot C_F + \beta_{EB} \cdot f_B\, (\gamma_c \cdot C_c +$$

$$+ F_u \cdot \rho \cdot J_c^2 \cdot T \cdot a \cdot C_e), \qquad (16)$$

ceea ce înseamnă că se schimbă parametrul m care depinde, de data aceasta, atît de materialele folosite, cît și de energia consumată pe durata de exploatare:

$$m = \frac{f_B(\gamma_c \cdot C_c + F_u \cdot \rho \cdot J_c^2 \cdot T \cdot a \cdot C_e)}{\gamma_F C_F}, \qquad (17)$$

însă funcțiile $F_{1a}(\sigma)$, $F_{2a}(\sigma)$, $F_{1d}(\sigma)$, $F_{2d}(\sigma)$ rămîn aceleași ca la varianta I.

6. Exemplu de calcul (pentru construcția cu coloane și pentru aceeași pereche de materiale: tolă ARMCO M5 × gros 0,3 mm și conductor de cupru profilat P2S 4,5 × 7,1 mm², cu costul energiei electrice $Ce = 0{,}75$ lei/kWh). Se calculează parametrul m, de exemplu cu $f_B = 1$:

$$m = \frac{\begin{array}{c}8{,}9 \times 86 + 0{,}72 \times 0{,}0175 \cdot 10^{-6} \times \\ \times (3{,}26 \times 10^6)^2 \times 10^{-3} \times 10^{-3} \times \\ \times 20 \times 365 \times 12 \times 0{,}75\end{array}}{7{,}8 \times 22{,}29} = 53$$

și din figura 9 rezultă intersecția curbei $F_{1d}(\sigma)$ cu curba $53 \cdot F_{2d}(\sigma)$ la valoarea $\sigma_{OCET} = 0{,}137$, corespunzătoare minimului absolut (O) al costului totl (T) conform criteriului economic (CE) D_e și la această valoare, $\sigma_{OCET} = 0{,}137$; volumul efectiv al bobinei depășește conform figurii 4, cu mai mult de 10% minimul absolut, se calculează volumele relative (10, 11):

$$\beta_{EdF} = \frac{2\sqrt{0{,}21}}{0{,}137}\left(\frac{0{,}137}{0{,}21} + 0{,}21 +\right.$$

$$\left. + \frac{2\sqrt[4]{0{,}21}}{\sqrt{0{,}137}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2{,}17}}\right) = 22{,}39,$$

$$\beta_{EdB} = 2 \times 0{,}137 \left(0{,}21 + \sqrt[4]{0{,}21} \times\right.$$

$$\left. \times \frac{\sqrt{2{,}17}}{\sqrt{0{,}137}} + \frac{\sqrt[4]{0{,}21}}{\sqrt{0{,}137} \times \sqrt{2{,}17}}\right) = 1{,}136,$$

Se calculează costul raportat la unitatea specifică de volum (16):

$$c_{dT} = 22{,}39 \times 7{,}8 \times 22{,}29 + 1{,}136[8{,}9 \times 86 + 0{,}72 \times 0{,}0175 \times 10^{-6} \times (3{,}26 \times 10^{6})^2 \times 10^{-3} \times 10^{-3} \times 20 \times 365 \times 12 \times 0{,}75] = 14754{,}88 \text{ lei}$$

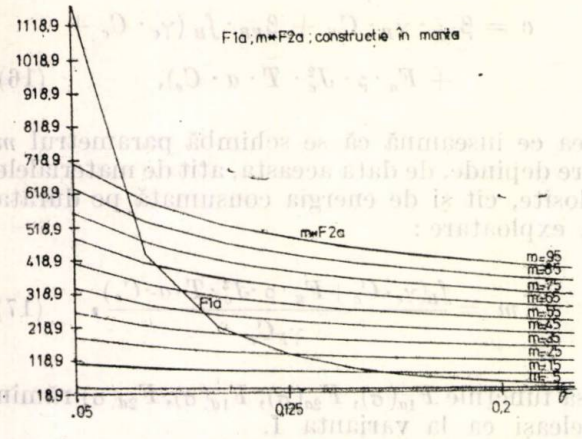


Fig. 8. Curbele ajutătoare pentru găsirea rapidă pe cale grafică a soluției σ_{OCE} corespunzătoare costului minim condiționat al bobinei construită în manta.

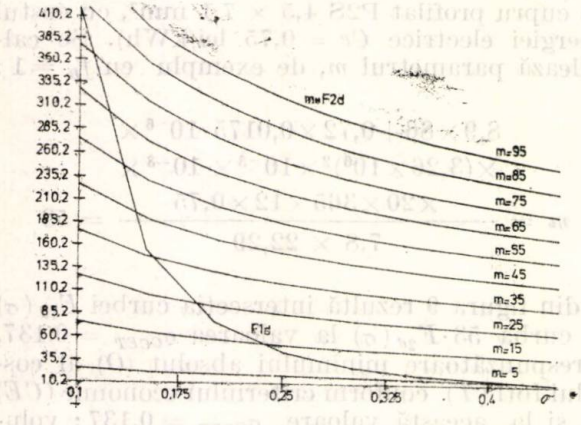


Fig. 9. Curbele ajutătoare pentru găsirea rapidă, pe cale grafică a soluției σ_{OCE} corespunzătoare costului minim condiționat al bobinei construită cu coloane.

Costul total al bobinei (15)

$$C = C_{dT} \cdot v = 14\,754{,}88 \times 0{,}799 = 11789{,}14 \text{ lei},$$

față de 17 051 lei cît ar fi rezultat după 20 de ani costul total al bobinei optimizată economic, ținînd seama numai de materiale care costau 2 362 lei cu volumul 7,89 dm³ și greutatea 63,4 kg. Investiția inițială în materialele active este acum de 3 804 lei.

Volumul efectiv al bobinei va fi (5):

$$V = 23{,}52 \times 0{,}799 = 18{,}79 \text{ dm}^3, \quad (18)$$

iar greutatea:

$$G = (22{,}39 \times 7{,}8 + 1{,}136 \times 8{,}9) \times 0{,}799 = 147{,}6 \text{ kg}.$$

Bibliografie

[1] *Moltgen*, G. Tirisotarele în practică. Mutatoare cu comutație de la rețea. București, Editura tehnică 1970, p. 64—78.

[2] *Burcea*, T. Alegerea optimă a solicitărilor specifice B și J și determinarea dimensiunilor geometrice optime la inductanțele de curent continuu, în vederea realizării minimului de volum efectiv. În: Electrotehnica, București, nr. 5, iulie 1981.

[3] *Timotin*, A. Lecții de bazele electrotehnicii. București, Editura didactică și pedagogică, 1970.

CZ 621.313.2–8 : 621.3.012

GENERATOARE SINCRONE
DIAGRAMA BLONDEL

Asupra predeterminării caracteristicilor de funcționare în sarcină a generatoarelor sincrone anizotrope

MARIN MIHALACHE* — BUCUREȘTI

Introducere

Predeterminarea caracteristicilor de funcționare a generatoarelor sincrone cu poli aparenți (anizotrope) este efectuată principial cu ajutorul binecunoscutei diagrame Blondel, utilizată inițial pentru mașini sincrone nesaturate. Folosirea acestei diagrame pentru mașini sincrone saturate ar necesita cunoașterea valorilor saturate (de regim) ale reactanțelor sincrone x_d și x_q, ceea ce nu este totdeauna la îndemîna proiectanților, cu excepția cazurilor în care se utilizează metode numerice pentru determinarea acestora, ca spre exemplu în lucrarea [1]. Se știe că diagrama Blondel „demarează" cu determinarea unghiului intern δ, pe baza valorii reactanței saturate x_q, urmînd ca apoi să se obțină curentul de excitație (i_e) folosind fie valoarea saturată x_d fie t.m.m. de reacție a indusului după axa longitudinală.

Avînd în vedere importanța deosebită a parametrului x_q numeroase studii au fost elaborate pentru determinarea acestuia, respectiv pentru determinarea factorului de saturație k_{sq}, noțiune introdusă de Kingsley [2]. Unii autori recomandă pentru aceasta utilizarea caracteristici de magnetizare din axa transversală [3, 4, 5], nivelul de saturație fiind determinat de e_μ [3] sau de $e_{\mu q}$ [5]. În absența unei caracteristici de magnetizare din axa transversală [6] recomandă obținerea lui k_{sq} pe caracteristica de magnetizare din axa longitudinală (respectiv caracteristica de mers în gol) corespunzător t.e.m. rezultate e_μ. Alte lucrări ignoră pur și simplu saturația parametrului x_q. Acestei varietăți de metode îi corespunde faptul că diagrama Blonde la mașinilor sincrone anizotrope nu dă suficientă satisfacție atunci cînd este aplicată mașinilor saturate, explicația constînd în mare parte în interdependența prorietăților magnetice pe cele două axe, problema neputînd fi, probabil, rezolvată decît prin utilizarea unei teorii neliniare.

Avînd în vedere aceste dificultăți, autorul dezvoltă în lucrarea de față o metodă combinată Potier-Blondel, utilizînd pentru aceasta diagrama curenților (t.m.m.), raportați la înfășurarea indusului, toate determinările făcîndu-se numai pe cale analitică, potrivite pentru implementarea pe un calculator numeric. Rezultatele experimentale sînt în favoarea acestei metode, atît în ceea ce privește predeterminarea curentului de excitație i_e, cît și în privința unghiului intern.

1. Predeterminarea curentului de excitație și a unghiului intern (δ) utilizînd diagrama curenților

Folosind raportarea curentului de excitație la înfășurarea indusului [7], diagrama curenților (sau t.m.m.), în unități relative, corespunde celei din figura 1 ($OABD$), unde:

$$i_\mu = \sqrt{i_{\mu d}^2 + \gamma^2 i_{\mu q}^2}, \tag{1}$$

$$e_\mu = x_{ad} i_\mu, \tag{2}$$

x_{ad} fiind valoarea saturată a reactanței de magnetizare a mașinii sincrone echivalente [6], iar $\gamma = \frac{x_{aq}}{x_{ad}}$ factorul de anizotropie al mașinii.

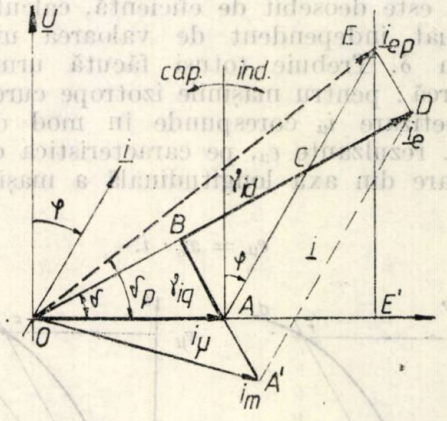


Fig. 1

Construcția $OABD$ este identică și la scara tensiunilor ($\overline{OA} = e_\mu$, $\overline{AC} = x_{aq} i$, $\overline{AB} = x_{aq} i_q$, $\overline{BD} = x_{ad} i_d$) factorul de scară fiind parametrul x_{ad}. Astfel, determinarea curentului i_e (segmentul $\overline{OD}$) este precedată în diagrama Blondel de determinarea unghiului intern, respectiv de estimarea parametrului x_{aq}.

Se construiește pe aceeași figură, curentul $\underline{i}_{ep}$ (segmentul $\overline{OE}$) obținut conform ecuației

* Dr. ing. *Mihalache, M.* — Institutul politehnic — București.

(3), caracteristică diagramei de tip Potier:

$$\underline{i}_{ep} = \underline{i}_\mu + \underline{i} \text{ (cu } \underline{i}_\mu = \overline{OA} \text{ și } \underline{i} = \overline{AE} = \overline{AD}). \quad (3)$$

În practica curentă drept curent de excitație $\underline{i}_e$ (a cărui determinare prin diagrama Blondel necesită complicațiile de mai sus) este agreat tocmai curentul $\underline{i}_{ep}$, rezultatele experimentale confirmînd această aproximație. Să stabilim în continuare relația dintre i_{ep} și i_e. Din triunghiul dreptunghic ODE ($\overline{ED} \perp \overline{OD}$) se obține:

$$i_{ep}^2 = i_e^2 + (1-\gamma)^2 i_q^2, \quad (4)$$

unde i_{ep} se calculează cu relația de mai jos:

$$i_{ep}^2 = (i_\mu + i\sin\varphi)^2 + i^2\cos^2\varphi. \quad (5)$$

Relația (4) permite să se stabilească și eroarea comisă asupra curentului de excitație (i_e), predeterminat cu metoda Potier:

$$\varepsilon_{ie} = \frac{i_e - i_{ep}}{i_e} = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 - \dfrac{(1-\gamma)^2 i_q^2}{i_{ep}^2}}}. \quad (6)$$

Conform rezultatelor de mai sus rezultă că aproximarea $i_e \cong i_{ep}$ este cu atît mai bună cu cît i_{ep} este mai mare (deci pentru sarcini cu caracter inductiv), γ mai mare (la limită, pentru $\gamma = 1$ $i_{ep} = i_e$) și i_q mai mic. Atunci cînd aproximarea $i_e \cong i_{ep}$ este valabilă, utilizarea relației (5) pentru determinarea curentului de excitație al mașinii sincrone anizotrope este deosebit de eficientă, calculul fiind efectuat independent de valoarea unghiului intern δ. Trebuie totuși făcută următoarea remarcă: pentru mașinile izotrope curentul de magnetizare i_μ corespunde în mod obișnuit, t.e.m. rezulzante e_μ, pe caracteristica de magnetizare din axa longitudinală a mașinii (fig. 2a):

$$e_\mu = x_a \cdot i. \quad (7)$$

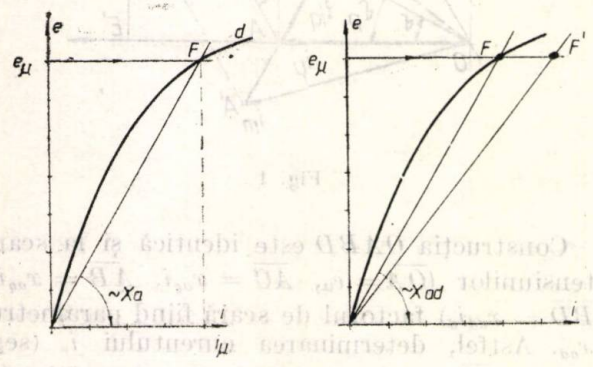


Fig. 2

Pentru mașinile anizotrope, valoarea curentului i_μ este $i_\mu = \dfrac{e_\mu}{x_{ad}}$, punctul de funcționare F nesituîndu-se în mod obligatoriu pe caracteristica de magnetizare standard a axei d, din cauza interdependenței dintre axele d și q.

În ceea ce privește predeterminarea unghiului intern δ, din diagrama Potier se obține relația (triunghiului OAE):

$$\operatorname{tg}\delta_p = \frac{i\cos\varphi}{i_\mu + i\sin\varphi}, \quad (8)$$

valoare mult diferită de rezultatele experimentale, necesitînd o relație de calcul îmbunătățită.

Astfel, din diagrama curenților (fig. 1.), triunghiul OAC, se obține expresia de calcul a unghiului δ sub forma:

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{\gamma\, i\cos\varphi}{i_\mu + \gamma\, i\sin\varphi}. \quad (9)$$

relație ce necesită cunoașterea factorului de anizotropie γ și a curentului de magnetizare i_μ (fig. 2b).

2. Rezultate experimentale

Au fost efectuate încercări experimentale pe un generator sincron de 5kVA, 220 V și 3 000 rot/min, determinîndu-se următoarele constante: $r = 0{,}05$ u.r.: $x_\sigma = 0{,}06$ u.r.; $x_{ad0} = 1{,}4$ u.r; $x_{aq0} = 0{,}68$ u.r. $I_{e3} = 1{,}85$ A;

— caracteristica de magnetizare din axa longitudinală (1):

$$e_\mu = \begin{cases} x_{ad0}\cdot i_\mu, & e_\mu \in (0-0{,}7) \\ \dfrac{i_\mu}{A_d + B_d i_\mu} & e_\mu \in (0{,}7-1{,}1), \quad A_d = 0{,}365; \\ & B_d = 0{,}684, \end{cases} \quad (10)$$

— caracteristica de magnetizare din axa transversală (q):

$$e_\mu = \begin{cases} x_{aq0}\cdot i_\mu, & e_\mu \in (0-0{,}5) \\ \dfrac{i_\mu}{A_q + B_q i_\mu} & e_\mu \in (0{,}5-0{,}9)\cdot A_q = 0{,}794; \\ & B_q = 0{,}83. \end{cases} \quad (11)$$

Reprezentările analitice (10) și (11) asigură aproximarea caracteristicilor de magnetizare ridicate experimental cu erori mai mici de 1—2% pe intervale indicate.

Predeterminarea curentului de excitație (i_e) și a unghiului intern (δ), pentru valori date u, i, φ (caracteristici de reglaj pe rețea proprie), s-a realizat prin trei metode: *metoda 1*, recomandată în lucrarea [6], *metoda 2* utilizată în [3] și *metoda 3* propusă în această lucrare, rezultalele fiind parțial prezentate în tabelul 1.

În anexa 1 sînt prezentate relațiile de calcul utilizate precum și particularitățile metodelor de predeterminare 1 și 2.

Tabelul 1

EXPERIMENTAL	u	0,87	0,87	0,87	0,87	0,87	0,82	0,82	0,82	0,82	0,76	0,76	0,76	0,76
	i	0,45	1,2	0,85	1,02	0,5	0,45	0,66	0,96	1,16	0,97	0,89	1,16	0,74
	$\varphi°$	0	0	−38	−31	90	0	−48	−31	−25	0	45	45	−39
	i_e	0,89	1,54	0,65	0,86	1,34	0,89	0,45	0,8	1,03	1,15	1,44	1,78	0,51
	$\delta°$	25	32	31	35	0	15,5	26	37	40,5	33	15,5	18,5	35
PREDETERMINAT MET. 1	ε_δ %	+15	+14	+13	+19	—	+23	+15	+11	+28	+20	+22	+17	+19
MET. 2	ε_{ie} %	−11	−17	−26	−27	+0,7	−13	−35	−18	−13	−11	−36	−40	−14
	ε_δ %	−20	−19	−30	−23	—	−12	−25	−14	−19	−7	−2	−5	−17
	ε_{ie} %	−4	−16	−23	−23	+3	−9	−35	−23	−23	−4	+3	+1	−25
MET 3 ($\gamma = 0{,}48$)	ε_{ie} %	+4	−1	+10	+8	+0,7	−4	−4	+6	+5	+3	+3	−0,6	+13
	ε_δ %	−0,4	0	−1	+4	—	+8	−4	+9	+12	+6	+8	+3	+6

3. Concluzii

Metoda de predeterminare a performanțelor de regim staționar ale mașinilor sincrone anizotrope saturate utilizată în această lucrare se dovedește superioară celorlalte metode utilizate în literatură, și bazate exclusiv pe diagrama Blondel, prezentînd următoarele particularități:

— curentul de excitație (i_e) și unghiul intern (δ) se pot determina independent; determinarea prealabilă a unghiului intern δ permite însă calculul abaterii ε_{ie} cu relația (6);

— utilizarea mărimilor raportate la înfășurarea indus, face deosebit de comodă utilizarea diagramei curenților din figura 1, unde intervine numai factorul de anizotropie γ, mai „stabil" la funcționarea în sarcină decît reactanțele individuale x_d, x_q, și deci mai comod de evaluat;

— în sfîrșit, utilizarea unei metode de calcul integral analitică, ce permite asocierea unui calculator numeric, permite creșterea vitezei și a preciziei de calcul, față de metodele tradiționale grafoanalitice. Rezultatele experimentale, dintre care o parte au fost prezentate în tabelul 1, atestă o ușoară creștere a preciziei în cazul utilizării ambelor caracteristici de magnetizare (din axa d și q) conform metodei 2, totuși complicațiile astfel introduse nu sînt pe deplin justificate atîta timp cît coeficienții de saturație sînt stabiliți încă empiric fără a ține seama și de caracterul sarcinii.

ANEXA 1

Metoda 1 utilizează numai, caracteristica de magnetizare din axa d și folosește diagrama Blondel în următoarea succesiune:

$$e_\mu \to k_{sq} = k_{sd}(e_\mu)_d \to x_q \to \delta \cdot \to e_{\mu d} \to i_{\mu d} \to i_e,$$

unde:

$$e_\mu = \sqrt{(u + ri\cos\varphi + x_\sigma i\sin\varphi)^2 + (x_\sigma i\cos\varphi - ri\sin\varphi)^2}, \quad (12)$$

$$x_q = k_{sq} \cdot x_{aq0} + x_\sigma, \quad (13)$$

iar k_{sq} se calculează cu relația:

$$k_{sq} = \frac{1}{x_{aq0}} \cdot \frac{1 - B_d e_\mu}{A_d}. \quad (14)$$

Pentru calculul unghiului intern se folosește expresia:

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{x_q i\cos\varphi}{u + x_q i\sin\varphi}. \quad (15)$$

Se calculează apoi $e_{\mu d}$ și $i_{\mu d}$:

$$e_{\mu d} = e_\mu \cdot \cos\delta, \quad (16)$$

$$i_{\mu d} = \frac{A_d e_{\mu d}}{1 - B_d \cdot e_{\mu d}}, \quad (17)$$

iar curentul de excitație:

$$i_e = i_{\mu d} + i_d,\ i_d = i\sin(\delta + \varphi). \quad (18)$$

Metoda 2: dacă se dispune și de caracteristica de magnetizare din axa transversală, această metodă folosește diagrama Blondel în următoarea succesiune:

$$e_\mu \to \begin{cases} k_{sd} = f(e_\mu)_d \\ k_{sq} = f(e_\mu)_q \end{cases} \to x_q,\ x_d, \to \delta \to \cdot\, e_\mu d \to e_0 \to i_e.$$

Relațiile analitice sînt cele de mai sus, cu deosebirea că cei doi coeficienți de saturație k_{sd} și k_{sq} sînt determinați independent, rezultînd pentru x_d și x_q:

$$x_d = \frac{1 - B_d e_\mu}{A_d} + x_\sigma,$$

$$x_q = \frac{1 - B_q e_\mu}{A_q} + x_\sigma. \quad (19)$$

După determinarea lui δ și $e_{\mu d}$ se calculează mărimea e_0:

$$e_0 = e_{\mu d} + x_d i_d \quad \text{și} \quad i_e = \frac{e_0}{x_d}. \qquad (20)$$

Bibliografie

[1] *Dougherty, J. W., Minnich, S.H.* Finite element modeling of large turbine generators: calculations versus load test data. Trans. of A.I.E.E., 1981, PAS-**100**, 8, p. 3 921.

[2] *Kingsley, Ch.* jr., Saturated synchronous reactance. În: El. Eng. 54, 1935, 1, p. 300.

[3] *Barral, J., Bonnefille, R., Mesiere, J.* Contribution a l'etude de la machine synchrone a circuit magnetique sature. În: R.G.E., 87, 11, 1978, p. 855.

[4] *Nedelcu, V. N.* Konstruktion der Magnetisierungskennline für die Querachse von der Schenkelpol Synchronmaschine. E.T.Z.—A, 95, 1974, H.9.

[5] *Harley, R. G. Chirricozzi, E.* Comparative study of saturation methods in synchronous machine models În: Proc. of I.E.E., 127, 1980, 1, p. 1.

[6] *Gheorghiu, I. S., Fransua, A.* Tratat de mașini electrice, vol **4**. Ed. Academiei, București, 1972.

[7] *Mihalache, M.* Metode experimentale privind exprimarea adimensională a parametrilor înfășurării de excitație a mașinii sincrone. În: E.E.A. **29**, 1981, 2, p. 53.

CZ 621.318.7

FILTRE DIGITALE BIDIMENSIONALE

Calculul răspunsului filtrelor digitale bidimensionale recursive

IOAN RUSU* — BUCUREȘTI

Introducere

În ultimul deceniu domeniul prelucrării semnalelor digitale a cunoscut o dezvoltare extrem de rapidă și dinamică. Această perioadă se caracterizează printr-o strînsă legătură între dezvoltarea de noi algoritme și aplicarea acestora în domenii noi de activitate.

În domeniul prelucrării semnalelor digitale, un rol foarte important îl joacă filtrele digitale, definite ca sisteme discrete în timp care operează pe o secvență de intrare pentru a produce o secvență de ieșire, în funcție de un algoritm de calcul [1, 2].

Există numeroase domenii de activitate care reclamă o prelucrare bidimensională a semnalelor și, ca urmare, utilizarea filtrelor digitale bidimensionale. Astfel, geofizica, pentru înregistrările seismice și explorarea straturilor pămîntului; tehnica fotografică, în prelucrarea fotografiilor; radarele moderne, în prelucrarea imaginilor radar etc. cer utilizarea filtrelor digitale bidimensionale [3].

Ținînd seama de importanța filtrelor digitale bidimensionale, lucrarea își propune să prezinte o metodă de calcul al răspunsului acestor filtre de tip recursiv.

1. Filtre digitale bidimensinoale recursive

Filtrele digitale bidimensionale recursive sînt acele filtre a căror funcție de transfer este prezentată ca raportul a două polinoame bidimensionale în (z_1, z_2) [4].

$$F(z_1, z_2) = \frac{A(z_1, z_2)}{B(z_1, z_2)} = \frac{\sum_{i=1}^{Ma}\sum_{j=1}^{Na} a_{ij} z_1^{i-1} z_2^{j-1}}{\sum_{k=1}^{Mb}\sum_{l=1}^{Nb} b_{k1} z_1^{k-1} z_2^{1-1}}, \qquad (1)$$

în care a_{ij} și b_{k1} sînt constante.

* ing. *Rusu, I.* — Institutul politehnic—București

Utilizînd forma funcției de transfer (1) a acestor filtre se poate determina răspunsul filtrului la un semnal de intrare dat, cu ajutorul unei relații de recurență în care se cunosc toate eșantioanele răspuns de ordin mai mic decît cel calculat. Relația de recurență utilizată în calcul răspunsului filtrului a făcut ca aceste filtre să fie cunoscute în literatura de specialitate sub numele de filtre digitale bidimensionale recursive.

Forma funcției de transfer (1) a filtrelor digitale bidimensionale recursive poate fi prezentată și matriceal (2), astfel:

$$F(z_1, z_2) = \frac{[1, z_1, z_1^2, \ldots, z_1^{Ma-1}] \cdot \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \ldots & a_{1Na} \\ a_{21} & a_{22} & \ldots & a_{2Na} \\ \cdot & \cdot & \ldots & \cdot \\ a_{Ma1} & a_{Ma2} & \ldots & a_{MaNa} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ z_2 \\ \cdot \\ z_2^{Na-1} \end{bmatrix}}{[1, z_1, z_1^2, \ldots, z_1^{Mb-1}] \cdot \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & \ldots & b_{1Nb} \\ b_{21} & b_{22} & \ldots & b_{2Nb} \\ \cdot & \cdot & \ldots & \cdot \\ b_{Mb1} & b_{Mb2} & \ldots & b_{MbNb} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ z_2 \\ \cdot \\ z_2^{Nb-1} \end{bmatrix}}. \qquad (2)$$

Analizînd forma (2) a filtrelor digitale bidimensionale se observă că aceste filtre sînt caracterizate de raportul a două matrice al căror ordin este egal cu puterea maximă a lui z_1 și z_2 din polinoamele A și B.

Dacă se consideră $x(m, n)$ și $y(m, n)$ intrarea, respectiv ieșirea filtrului, reprezentînd eșantioane dintr-o arie de intrare și o arie răspuns, se poate scrie următoarea ecuație (3) în domeniul spațial:

$$\sum_{i=0}^{M_1}\sum_{j=0}^{N_1} b_{ij} y(m-i, n-j) = \sum_{k=1}^{M_2}\sum_{l=1}^{N_2} a_{k1} x(m-k, n-1). \qquad (3)$$

Dacă termenii de diferență se modifică spre $y(m, n)$, atunci filtrul recursiv este pe direcția (i, j). Dacă ecuația se modifică spre $y(i-p, j-q)$ avem filtre recursive pe direcția $(-i, +j)$. Similar se pot obține filtre recursive pe direcția $(+i, -j)$ și $(-i, +j)$, figura 1.

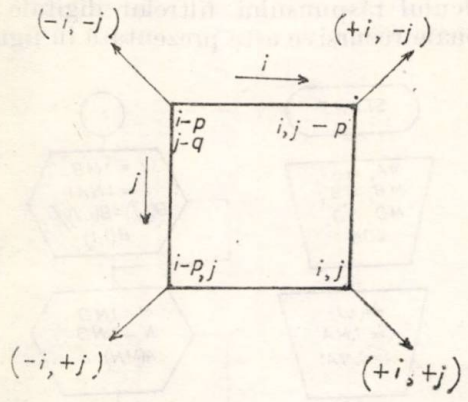


Fig. 1. Cele patru direcții de recursiune.

Filtrele pe direcția (j, i) sînt filtre cauzale și din acest motiv se vor studia aceste filtre.

2. Algoritmul de calcul al răspunsului filtrelor digitale bidimensionale recursive

Se reconsideră filtrul digital bidimensional recursiv cu funcția de transfer (1). La intrarea filtrului există semnalul bidimensional Q:

$$D(z_1, z_2) = \sum_{i=1}^{M} \sum_{j=1}^{N} d_{ij} z_1^{i-1} z_2^{j-1}, \tag{4}$$

caracterizat de matricea de intrare:

$$D = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & \dots & d_{1M} \\ d_{21} & d_{22} & \dots & d_{2M} \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ d_{N1} & d_{N2} & \dots & d_{NM} \end{bmatrix}. \tag{5}$$

Răspunsul filtrului $R(z_1, z_2)$ se obține din ecuația:

$$R(z_1, z_2) = F(z_1, z_2) \cdot D(z_1, z_2). \tag{6}$$

Utilizînd formula (1) a funcției de transfer, rezultă:

$$B(z_1, z_2) \cdot R(z_1, z_2) = A(z_1, z_2) \cdot D(z_1, z_2), \tag{7}$$

sau:

$$\left(\sum_{k=1}^{Mb} \sum_{l=1}^{Nb} b_{k1} z_1^{k-1} z_2^{l-1} \right) R(z_1, z_2) =$$

$$= \left(\sum_{i=1}^{Ma} \sum_{j=1}^{Na} a_{ij} z_1^{i-1} z_2^{j-1} \right) D(z_1, z_2). \tag{8}$$

Împărțind egalitatea cu $b_{11} \neq 0$ se obține:

$$\left(1 + \sum_{k=1}^{Mb} \sum_{l=1}^{Nb} b'_{k1} z_1^{k-1}, z_2^{l-1} \right) R(z_1, z_2) =$$

$$= \left(\sum_{i=1}^{Ma} \sum_{j=1}^{Na} a_{ij} z_1^{i-1} z_2^{j-1} \right) D(z_1, z_2), \tag{9}$$

unde:

$$b'_{k1} = b_{k1}/b_{11}, \quad a'_{k1} = a_{k1}/b_{11}, \quad b_{11} \neq 0.$$

Rezolvînd ecuația (9) pentru $R_{11}(z_1, z_2)$, rezultă:

$$R(z_1, z_2) = \left(\sum_{i=1}^{Ma} \sum_{j=1}^{Na} a'_{ij} z_1^{i-1} z_2^{j-1} \right) D(z_1, z_2) -$$

$$- \left(\sum_{\substack{k=1 \\ k \cdot l \neq 1}}^{Mb} \sum_{l=1}^{Nb} b'_{k1} z_1^{k-1} z_2^{l-1} \right) R(z_1, z_2). \tag{10}$$

Cu ajutorul relației (10) se obține formula de recurență pentru calculul eșantionului într-un punct oarecare (m, n) al răspunsului filtrului:

$$r_{mn} = \sum_{i=r}^{Ma} \sum_{j=1}^{Na} a'_{ij} d_{m-i+1, n-j+1} -$$

$$- \sum_{\substack{k=1 \\ k \cdot l \neq 1}}^{Mb} \sum_{l=1}^{Nb} b'_{k1} r_{m-k+1, n-1+1}, \tag{11}$$

unde răspunsurile $r_{m-k+1, n-j+1}$ au fost calculate anterior sau sînt egale cu zero.

3. Transcrierea matriceală a algoritmului de calcul a răspunsului

Se consideră matricele atașate numărătorului și numitorului:

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1N1} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2N1} \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ a_{M11} & a_{M12} & \dots & a_{M1N1} \end{bmatrix}, \tag{12}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & b_{12} & \dots & b_{1N2} \\ b_{21} & b_{22} & \dots & b_{2N2} \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ b_{M21} & b_{M22} & \dots & b_{M2N2} \end{bmatrix}. \tag{13}$$

Prin permutarea liniilor și după aceea a coloanelor din matricele A și B se obțin matricele A^* respectiv B^* 5, 6:

$$A^* = \begin{bmatrix} a_{M1N1} & \dots & a_{M13} & a_{M12} & a_{M11} \\ \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \cdot \\ a_{2N1} & \dots & a_{23} & a_{22} & a_{21} \\ a_{1N1} & \dots & a_{13} & a_{12} & a_{11} \end{bmatrix}, \tag{14}$$

$$B^* = \begin{bmatrix} b_{M2N2} & \dots & b_{M22} b_{M21} \\ . & \dots & . \\ b_{2N2} & \dots & b_{22} \; b_{21} \\ b_{1N2} & \dots & b_{12} \; 1 \end{bmatrix}. \qquad (15)$$

În funcție de răspunsul cerut y_{ij} unde $i, j < N_1$, M_1 sau M_2, N_2 sau $i, j < M_1$, N_1 sau M_2, N_2 se construiește matricea:

$$D = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} \dots & d_{ij} \\ d_{21} & d_{22} \dots & d_{2j} \\ . & . \quad \dots & . \\ d_{i1} & d_{i2} \dots & d_{ij} \end{bmatrix}, \qquad (16)$$

$$R = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{22} & \dots & r_{ij} \\ r_{21} & r_{22} & \dots & r_{2j} \\ . & . & \dots & . \\ r_{i1} & r_{i2} & \dots & r_{ij} \end{bmatrix}. \qquad (17)$$

Pentru $i, j < M_1, N_1$ sau N_2, M_2 se completează matricele Y și X cu linii zero deasupra primei linii și cu coloane zero la stînga primei coloane pînă matricile devin de același rang.

Dacă $i, j > M_1, N_1$ sau M_2, N_2 se construiesc matricele X și Y începînd cu primul termen $(i - M_1, j - N_1)$ și respectiv $(i - M_2, j - N_2)$.

Se face suma produselor elementelor corespunzătoare acelorași locuri în matricele A^* și D și se egalează cu suma elementelor corespunzătoare acelorași locuri în matricele B^* și R.

Algortimul de calcul este prezentat și grafic în figura 2, pentru valoarea eșantionului de ieșire r_{k1}.

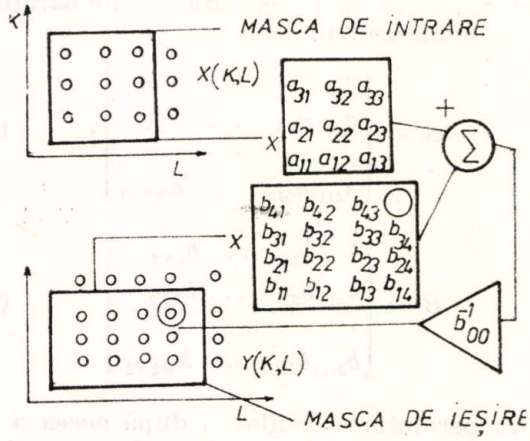


Fig. 2. Obținerea răspunsului r_{k1} pentru ecuația generală a filtrelor digitale bidimensionale recursive.

Cu ajutorul acestui algoritm se poate filtra matricea de intrare D pentru a produce la ieșire matricea R.

4. Programarea pe calculator a algoritmului

Calculul răspunsului filtrelor digitale bidimensionale recursive este foarte laborios și complex. Această problemă este soluționată cu ajutorul calculatoarelor electronice. Organigrama programului în FORTRAN realizat pentru calculul răspunsului filtrelor digitale bidimensionale recursive este prezentată în figura 3.

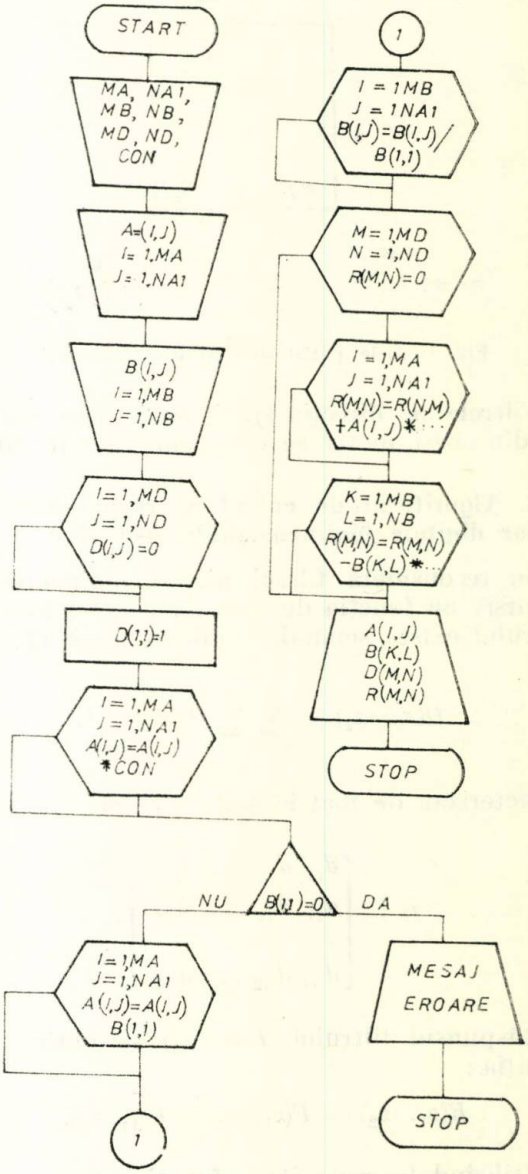


Fig. 3. Organigrama de calcul al răspunsului filtrelor digitale bidimensinale recursive

5. Exemple de calcul al răspunsului pentru diferite filtre

Se consideră filtrul cu funcția de transfer (18):

$$F(z_1, z_2) = \frac{1}{[1 \; z_1] \begin{bmatrix} 1 & -0{,}5 \\ -0{,}7 & 0{,}3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ z_2 \end{bmatrix}}. \qquad (18)$$

Tabelul 1

Răspunsul filtrului (18) la semnalul (19)

1.00	0.50	0.25	0 12	0.06	0.03	0.01	0 01	0.004	0.002	0.001
0 70	0 40	0 22	0 12	0 06	0 03	0 02	0 01	0.006	0.003	0 002
0 49	0.31	0 19	0.11	0 06	0 04	0 02	0.01	0.007	0.004	0 002
0 34	0 24	0.16	0.10	0 06	0.04	0 02	0 01	0 008	0 005	0.003
0.24	0.18	0 13	0.09	0.06	0.03	0 02	0.01	0 009	0.005	0.003
0.16	0.14	0.11	0.08	0.05	0.03	0 02	0.01	0 009	0.006	0.004
0 11	0.10	0.09	0.06	0.04	0.03	0 02	0.01	0 009	0.006	0.004
0 08	0.08	0 08	0 05	0.04	0.02	0 02	0.01	0 009	0.006	0.004
0 05	0.06	0 06	0 04	0.03	0 02	0 01	0.01	0.007	0.005	0.004
0 04	0 04	0.04	0.03	0 02	0.02	0 01	0 01	0 007	0 005	0.004
0.02	0 03	0 03	0.03	0 02	0.01	0 01	0.01	0.007	0.004	0.003

Se aplică la intrarea filtrului matricea D (19), reprezentind impulsul unitate:

$$D = \begin{bmatrix} 1 & 0 \dots 0 \\ 0 & 0 \dots 0 \\ \cdot & \cdot \dots \cdot \\ 0 & 0 \dots 0 \end{bmatrix}. \tag{19}$$

Răspunsul filtrului (18) al impulsului unitate (19), obținut cu ajutorul calculatorului electronic este prezentat în tabelul 1.

Filtrului cu funcția de transfer (20):

$$F(z_1, z_2) = \frac{[1 \; z_1 \; z_1^2] \cdot \begin{bmatrix} 0.01661 & -0.00600 & -0.01306 \\ -0.00918 & 0.00466 & 0.01303 \\ -0.00685 & 0.00577 & 0.00137 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ z_2 \\ z_2^2 \end{bmatrix}}{[1 \; z_1 \; z_1^2] \cdot \begin{bmatrix} 1 & -0.00607 & 0.21567 \\ -0.91753 & -1.11460 & 1.15101 \\ -0.01807 & 0.85399 & 0.91758 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ z_2 \\ z_2^2 \end{bmatrix}}, \tag{20}$$

i se aplică la intrare matricea (21):

$$D = \begin{bmatrix} 0.1 & 0.7 & 0.2 & 0.8 & 0.7 & 0.5 & 0.2 & 0.1 & 0.5 & 0.7 & 0.45 \\ 1.2 & 0.1 & 0.7 & 0.56 & 0.2 & 0.1 & 0.8 & 1.1 & 0.4 & 0.1 & 0.3 \\ 0.15 & 0.8 & 0.45 & 0.7 & 0.95 & 0.8 & 0.55 & 0.8 & 0.7 & 0.8 & 0.7 \\ 1.0 & .25 & 0.5 & 0.1 & 0.1 & 0.6 & 0.6 & .85 & 0.35 & 0.15 & 0.75 \\ 0.8 & 0.75 & 0.1 & 0.9 & 0.7 & 0.7 & 0.15 & 0.4 & 0.8 & 0.7 & 0.7 \\ 0.85 & 0.15 & 1.1 & 0.2 & 0.25 & 0.25 & 0.6 & 0.6 & 0.6 & 0.3 & 0.2 \\ 0.8 & 0.75 & 0.15 & 0.7 & 1.0 & 0.9 & 0.4 & 0.9 & 0.85 & 0.85 & 0.8 \\ 0.85 & 0.15 & 0.65 & 0.25 & 0.55 & 0.25 & 0.8 & 0.2 & 0.85 & 0.4 & 0.65 \\ 0.6 & 0.8 & 0.4 & 0.8 & 0.1 & 1.0 & 0.7 & 0.3 & 0.9 & 0.7 & 0.7 \\ 0.75 & 0.1 & 0.7 & 0.3 & 0.95 & 0.3 & 0.95 & 0.2 & 0.45 & 0.1 & 0.55 \\ 0.2 & 0.9 & 0.1 & 0.8 & 0.1 & 0.8 & 0.8 & 0.7 & 0.3 & & \end{bmatrix}. \tag{21}$$

Tabelul 2

Răspunsul filtrului (20) la semnalul D (21)

0.016	0.206	0.011	0.013	0.018	0.014	0.013	0.012	0.007	0.006	−0.001
0.122	0.160	0.356	0.027	0.036	0.039	0.044	0.043	0.046	0.041	0.047
0.074	0.026	0.036	0.051	0.042	0.067	0.069	0.079	0.082	0.087	0.084
0.013	0.028	0.048	0.051	0.074	0.071	0.100	0.104	0.114	0.126	0.133
0.156	0.028	0.069	0.069	0.080	0.104	0.117	0.149	0.142	0.167	0.179
0.011	0.026	0.057	0.090	0.104	0.114	0.152	0.163	0.201	0.196	0.223
0.004	0.032	0.058	0.093	0.119	0.139	0.158	0.206	0.221	0.260	0.259
0.080	0.035	0.072	0.102	0.129	0.160	0.188	0.208	0.250	0.268	0.317
0.006	0.024	0.071	0.113	0.147	0.181	0.216	0.250	0.272	0.307	0.319
0.012	0.022	0.260	0.112	0.159	0.195	0.236	0.277	0.312	0.327	0.365
0.091	0.29	0.060	0.113	0.167	0.204	0.247	0.297	0.337	0.357	0.386

Răspunsul filtrului (20) la semnalul de intrare (21) este prezentat în tabelul 2.

6. Concluzii

Etapa actuală de dezvoltare a societății se caracterizează printr-o expansiune a tehnicii și cercetării științifice; ca urmare, pentru a putea produce o tehnică de vîrf, trebuie ca această tehnică să se sprijine pe rezultate teoretice consistente și reale.

Bazîndu-se pe un aparat matematic nou, rezultatul cercetărilor ultimilor zece ani — filtrele digitale bidimensionale prezintă un domeniu de cercetare al electronicii și automaticii cu aplicații foarte eficiente în toate domeniile de activitate.

Metoda de calcul al răspunsului filtrelor digitale bidimensionale recursive poate fi utilizată în orice domeniu de aplicații a lor, fiind un instrument eficace la îndemîna cercetătorilor și a inginerilor care se ocupă de acest nou domeniu al aplicației tehnicii de calcul.

Bibliografie

[1] *Mersereau, Rh., Dudgeon, D.E.* Two-dimensional digital filtering. În : I.E.E.E. Proc. 63(4), 1975.

[2] *Rusu, I.* Transformata Hilbert discretă bidimensională. În : Revista transporturilor și telecomunicațiilor, nr. 6, București, dec., 1977.

[3] *Oppenheim, A. V.* Applications of Digital Signal Processing. Prentice Hall. În : Englewood Cliffs, New Jersey.

[4] *Hu, I. V., Rabiner, L. R.* Design techniques for two-dimensional digital filters. În : I.E.E.E. Trans. Audio Electroacoust, AU.—20(4), 1972.

[5] *Diatcu, E., Rusu, I.* Electronic systems parametric reability optimization. Jurema, Beograd, 1978.

[6] *Rusu, I.* Filtre digitale bidimensionale recursive. Referat 2 de doctorat, București, 1978.

1984 APR 12